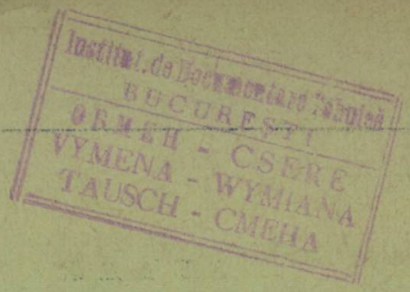
E 2046
A



KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

1

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

* * * Din lucrările celui de-al II-lea Congres al P.M.R. 1

I. Crişan: Sarcini ale industriei electrotehnice în al doilea cincinal 4

A. Avramescu: Calculul circuitelor cu electromagneţi şi lămpi subtensionate 7

C. Bălă: Determinarea experimentală a reactanţei homopolare a maşinii sincrone trifazate. 15

I. Novac: Nomogramă pentru determinarea intensităţii de cîmp H în dinţii maşinilor electrice 19

Fl. Stănciulescu: Calculul rezistenţelor neliniare la unde de impuls 22

Al. Bărzescu: Aparate indicatoare de presiune şi temperatura de tip cu impuls. Termometrul de tip cu impulsuri 29

Al. Spătaru: Introducere elementară în teoria comunicaţiilor. 37

C. Sora: Contribuţie la calculul oscilatorilor electronici autoblocaţi periodic 40

NOTE

Edm. Nicolau: Voltmetre electronice cu tranzistori 45

A. Szende: Despre caracteristicile produselor electrotehnice destinate exportului. 45

DOCUMENTARE 48

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

* * *: Из работ II-го Съезда Р.Р.П. . . . 1

И. Кришан: Задачи электопромышленности во второй пятилетке 4

А. Аврамеску: Расчет цепей с электромагнитами и низковольтными лампами . . . 7

К. Вэлэ: Экспериментальное определение реактивного сопротивления нулевого следования фаз трехфазных синхронных машин 15

И, Новак: Номограма для определения напряженности поля H в пазах электрических машин 19

Ф. Стэнчулеску: Расчет нелинейных сопротивлений импульсных волн 22

А. Бэрзэску: Указывающие приборы давления и температуры для авто оборудования типа с импульсом 29

Ал. Спэтару: Элементарное введение в теории связи 37

К. Шора: Вклад в расчет периодически самоблоки-рующихся элекронных осциллоскопов 40

ЗАМЕТКИ

Э. Николау: Электроные волтметры с транзисторами 45

А. Сенде: О характеристиках электротехнических изделий предназначенных экспорту 45

ДОКУМЕНТАЦИЯ 48

SOMMAIRE

Page

* * *: Les travaux du deuxième Congrès du Parti Ouvrier Roumain 1

I. Crişan: Les charges de l'industrie electrotechnique pendant le deuxième plan quinquennal 4

A. Avramescu: Calcul des circuits avec electroaimants et lampes sousvoltées 7

C. Bălă: Détermination experimentelle de la réactance homopolaire des maschines synchrones triphasées 15

I. Novac: Nomogramme pour la détermination de l'intensité du champ H dans les dents des machines électriques 19

Fl. Stănciulescu: Calcul des résistances nonlinéaires des ondes d'impulsion 22

A. Bărzescu: Appareils indicateurs de pression et température pour l'équipement auto de type à impulsion. Thermomètre de type à impulsion 29

Al. Spătaru: Introduction élémentaire dans la théorie des communications 37

C. Sora: Contribution au calcul des oscillateurs électroniques à autoblocage périodique 40

NOTES

Edm. Nicolau: Voltmètres éléctroniques a transistors 45

A. Szende: Concernant les caracteristiques des produits électrotechniques pour l'exportation 45

DOCUMENTATION 48

INHALT

Seite

* * *: Aus den Arbeiten des zweiten Kongress der Rumänischen Arbeiterpartei . . 1

I. Crişan: Obligenheiten der elektrotechnischen Industrie während des zweitem Fünfjahrieplanes 4

A. Avramescu: Berechnung der Stromkreise mit Elektromagneten und unterbespannten Lampen 7

C. Bălă: Experimentalle Bestimmung der Homopolarreaktantz der Drehstromsynchronmaschine 15

I. Novac: Nomogramm für die Bestimmung der Feldstärke H in den Zähnen der elektrischen Maschinen 19

Fl. Stănciulescu: Berechnung der nichtlinearen Wederstände bei Stosswellenbeanschpruchung 22

A. Bărzescu: Druck- und Temperaturanzeigevorrichtung für Kraftfahrzeugsausrüstung mit Impulsantrieb. Das Impulsthermometer 29

Al. Spătaru: Elementäre Einführung in der Theorie des Nachrichtenwesens 37

C. Sora: Beitrag zur Berechnung der elektronischen Oszillatoren mit periodischer Selbstsperrung 40

BEITRÄGE

Edm. Nicolau: Elektronische Voltmeter mit Transistoren 45

A. Szende: Über die Eigenschaften der für Ausfuhr bestimmten elektrotechnischen Erzeugnisse 45

DOKUMENTIERUNG 48

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ANUL IV 1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 1 IANUARIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

DIN LUCRĂRILE CELUI DE-AL DOILEA CONGRES AL P.M.R.

Raportul asupra Proiectului de Directive ale Congresului al II-lea cu privire la cel de al 2-lea plan cincinal de dezvoltare a economiei naționale pe anii 1956—1960

Raport prezentat de tovarășul Chivu Stoica, președinte al Consiliului de miniștri al Republicii Populare Romîne

(Text prescurtat)

SARCINILE CELUI DE AL DOILEA PLAN CINCINAL IN DOMENIUL INDUSTRIEI

Așa cum se arată în Raportul de activitate al C.C. al P.M.R. opera de electrificare a țării va fi continuată în anii ce urmează cu un și mai mare avînt.

Creșterea producției de *energie electrică* va permite nu numai ridicarea considerabilă a nivelului de înzestrare energetică, ci și folosirea pe scară mai largă a electricității în procesele tehnologice din industrie. In anii celui de-al doilea cincinal vor crește rapid capacitățile de producție și puterea instalată, pe seama extinderii centralelor construite în primul cincinal și a construirii unor noi hidro și termocentrale.

Se prevede de asemenea construirea unor noi hidrocentrale pe Argeș, în munții Apuseni și în alte regiuni ale țării, cu o putere instalată de cca. 85.000 kW. Totodată, se va construi și va fi pusă în funcțiune o nouă termocentrală cu o putere instalată de 100.000 kW. Paralel cu construirea unor noi termo și hidrocentrale, vor fi lărgite centralele de la Petroșani, Singiorgiu de Pădure, Borzești, Grozăvești, ceea ce va duce la o sporire a puterii instalate totale a acestora cu 270.000 kW.

O mare atenție se va acorda îmbunătățirii alimentării cu energie electrică a orașelor și satelor, prin legarea lor cu linii de înaltă tensiune și construindu-se de asemenea termo și hidrocentrale locale, cu o putere instalată totală de cel puțin 35.000 kW. Se vor construi și se vor lărgi centrale termoelectrice industriale, cu o putere totală de 100.000 kW. In același timp se vor electrifica încă 2.000 sate.

Se prevede lărgirea rețelei de transport și de distribuție a energiei electrice prin construirea a încă 3.200 km. linii electrice de 110 și 35 kV., precum și a unor stații de transformare totalizînd 1 milion kVA.

Vor fi efectuate pe o scară mai largă lucrările de termoficare a întreprinderilor industriale, precum și studiile necesare pentru termoficarea unor orașe din țară.

Interesele dezvoltării economiei naționale cer ca, odată cu înfăptuirea măsurilor pentru creșterea producției de energie electrică și pentru mărirea capacităților electrice în sistemele energetice, să se asigure folosirea rațională și economică a centralelor electrice. In acest scop, se va îmbunătăți sistematic factorul de putere la consumatorii de energie electrică, atingîndu-se în 1960 o proporție de 0,75. De asemenea, se va reduce la jumătate puterea indisponibilă în centralele electrice. O sarcină de mare însemnătate o constituie îmbunătățirea sistemului de reparații a echipamentului energetic al centralelor, reducerea duratei și îmbunătățirea calității acestor reparații.

In 1960, în comparație cu 1955, producția industriei construcțiilor de mașini și de prelucrare a metalelor va crește cu aproximativ 1,8—2 ori. Va fi asimilată și organizată fabricația a numeroase tipuri noi de mașini și utilaje — noi cazane de aburi pentru arderea combustibililor inferiori, gazogene pentru gazeificarea lignitului, un nou tip de motor Diesel, transformatori și întrerupători de înaltă tensiune.

Pentru continua mecanizare a agriculturi, Proiectul de Directive prevede asimilarea și introducerea în fabricație de serie a mașinilor celor mai moderne de plantat, cultivat și recoltat porumb, de semănat, recoltat și treierat cereale, de plantat și recoltat cartofi, de recoltat sfeclă, de strîns fînul, precum și pluguri, prășitori, semănători, secerători-legători, cositori cu tracțiune animală nece-

sare gospodăriilor agricole individuale. Va creşte producţia de piese de schimb pentru tractoare şi maşini agricole.

Pentru înzestrarea transportului feroviar şi rutier, a transportului în comun cu mijloace moderne de transport, industria construcţiilor de maşini va fabrica cca. 500 locomotive de cale normală, va urgenta punerea în fabricaţie a locomotivelor Diesel electrice de mare putere, va produce cel puţin 11.000 vagoane de marfă de cale normală de diferite tipuri, 48.000 autocamioane, 3.700 autobuse, autosanitare, autodube pentru transportul pîinii şi cărnii, autovidanje, autostropitori, 200 troleibuse, 350 vagoane motor de tramvai.

Masele plastice vor fi folosite în construcţia de maşini şi în industria electrotehnică, la izolarea cablurilor, ca înlocuitori de piele cu calităţi superioare, în unele privinţe, produselor naturale, precum şi în fabricarea unui număr considerabil de sortimente de articole de uz casnic, şcolar, jucării şi altele.

SARCINILE CELUI DE AL DOILEA PLAN CINCINAL IN DOMENIUL INVESTIŢIILOR ŞI AL INTRODUCERII TEHNICII NOI

Sarcinile sporirii producţiei industriale şi agricole vor fi realizate în al doilea cincinal, atît pe seama îmbunătăţirii folosirii mijloacelor de producţie existente şi, îndeosebi, prin mărirea capacităţii, pe baza modernizării lor, cît şi pe seama înfăptuirii unui mare program de construcţii capitale. Corespunzător cu aceasta, Proiectul de Directive prevede alocarea sumei de circa 105—110 miliarde lei pentru lucrările capitale economice şi social-culturale, din care pentru lucrările de construcţii-montaj circa 60—63 miliarde lei.

Repartiţia investiţiilor pe ramuri oglindeşte consecvent politica partidului de dezvoltare cu prioritate a industriei şi, în cadrul acesteia, a industriei producătoare de mijloace de producţie, ca o condiţie hotărîtoare a avîntului continuu al tuturor ramurilor economiei naţionale şi al satisfacerii nevoilor mereu crescînde ale poporului muncitor *(aplauze)*.

Investiţiile pentru industrie vor reprezenta 56% din volumul total, din care 50% pentru industria mijloacelor de producţie şi 6% pentru industria bunurilor de larg consum. Pentru agricultură şi silvicultură se alocă 12,5% din totalul investiţiilor, cu peste 70% mai mult decît în primul cincinal. Lucrările capitale în transporturi şi comunicaţii vor reprezenta 11,5%, iar cele din industria construcţiilor 2,5% din totalul investiţiilor. Grija pentru bunăstarea oamenilor muncii se oglindeşte în alocarea unor sume reprezentînd 17,5% din totalul investiţiilor, pentru lucrări cu destinaţie social-culturală

Proiectul de Directive trasează sarcini importante în ceea ce priveşte utilizarea raţională, gospodărească şi cu maximum de eficacitate economică a mijloacelor destinate investiţiilor. Efortul principal trebuie îndreptat, în primul rînd, în direcţia terminării şi punerii în funcţiune a unităţilor aflate în construcţie.

Se prevede, de asemenea, ca partea principală a sporului capacităţilor de producţie să fie obţinută pe seama lărgirii şi reutilării întreprinderilor existente la nivelul tehnicii noi şi, numai în al doilea rînd, prin construirea de unităţi noi, acolo şi în măsura în care sporul de capacitate obţinut pe aceste căi va fi insuficient.

Pentru a împiedica împrăştierea resurselor materiale şi de muncă şi pentru a reduce durata construcţiilor şi costul lucrărilor, se prevede restrîngerea numărului de şantiere în construcţie simultană.

Îmbunătăţirea mai departe a repartiţiei teritoriale a forţelor de producţie trebuie asigurată printr-o amplasare raţională a noilor unităţi ce vor fi construite.

Interesele dezvoltării economiei naţionale cer ca, în cel de-al doilea plan cincinal, să se obţină noi şi importante realizări în direcţia introducerii tehnicii noi în toate ramurile economiei *(aplauze)*.

In această privinţă, Raportul de activitate al C.C. al P.M.R. trasează următoarele sarcini:

„Ridicarea nivelului tehnic în toate ramurile economiei naţionale şi obţinerea unei creşteri considerabile a productivităţii muncii în industrie, transporturi, prin:

— Folosirea mai complectă a capacităţilor de producţie existente şi perfecţionarea utilajelor maşinilor şi agregatelor în funcţiune.

— Introducerea treptată a tehnicii noi şi a procedeelor tehnologice superioare, începînd cu întreprinderile care au un rol determinant în ramura de producţie respectivă. In acest scop: se vor generaliza metodele avansate de muncă folosite de fruntaşii în producţie; în domeniul perfecţionării tehnologiei, se vor introduce cu perseverenţă mecanizarea complexă şi automatizarea proceselor de producţie în principalele întreprinderi; o atenţie deosebită se va da creşterii accentuate a indicilor de folosire a utilajelor.

— Dezvoltarea producţiei în serie, prin specializarea şi cooperarea întreprinderilor, îndeosebi în industria constructoare de maşini şi industria electrotehnică, pîrghiile principale de utilare a economiei naţionale cu maşini, utilaj, agregate şi aparate perfecţionate.

Rezultatul acestor măsuri trebuie să fie o reducere simţitoare a cheltuielilor de producţie şi de circulaţie în economie".

Introducerea tehnicii noi nu înseamnă nicidecum că tehnica veche trebuie aruncată. Maşinile existente trebuie modernizate pentru a le ridica calitatea şi performanţele în exploatare.

Trebuie să se înfăptuiască cu fermitate măsurile pentru perfecţionarea proceselor tehnologice şi pentru introducerea procedeelor tehnologice moderne, în special în industria petroliferă, în metalurgia feroasă şi neferoasă şi în industria construcţiilor de maşini.

SARCINILE CELUI DE AL DOILEA PLAN CINCINAL CU PRIVIRE LA CREŞTEREA PRODUCTIVITAŢII MUNCII ŞI REDUCEREA PREŢULUI DE COST

Creşterea productivităţii muncii în toate ramurile economiei naţionale constituie una din sarcinile fundamentale ale celui de-al doilea plan cincinal, o condiţie de bază în lupta pentru dezvoltarea forţelor de producţie ale ţării şi pentru ridicarea bunei stări a celor ce muncesc.

Potrivit Proiectului de Directive, productivitatea muncii trebuie să crească cu cel puţin 45—50% în industrie, cu 50—55%, în construcţii şi cu 40—45% în sectorul agricol de stat.

Din totalul sporului producţiei industriale prevăzut pentru al doilea plan cincinal, 75—80% trebuie obţinut pe seama creşterii productivităţii muncii. Baza trainică a creşterii productivităţii muncii o constituie dezvoltarea multilaterală a progresului tehnic, perfecţionarea organizării producţiei, ridicarea nivelului cultural şi tehnic al muncitorilor, tehnicienilor, inginerilor şi organizarea mai bună a întrecerii socialiste *(aplauze)*.

In conformitate cu aceasta, trebuie introduse cu mai mult curaj tehnica nouă şi tehnologia modernă în producţie şi luate măsurile necesare pentru îmbunătăţirea organizării muncii şi a producţiei.

Trebuie luate măsuri practice organizatorice pentru generalizarea metodelor avansate de muncă şi a experienţei fruntaşilor în producţie, pentru îmbunătăţirea organizării schimbului de experienţă între întreprinderile fruntaşe şi cele rămase în urmă din punct de vedere al nivelului tehnic şi al organizării producţiei, precum şi pentru stimularea mişcării de masă a inovatorilor şi raţionalizatorilor.

In cursul celui de al doilea cincinal, trebuie introduse la întreaga producţie de serie norme cu motivare tehnică.

Normele tehnice vor fi elaborate, ţinîndu-se seama de tehnica existentă şi de tehnica nouă care se introduce în întreprinderi, de creşterea gradului de mecanizare şi automatizare a procedeelor tehnologice, de îmbunătăţirea organizării producţiei, de ridicarea nivelului de calificare a muncitorilor şi de introducerea pe scară largă a metodelor avansate de muncă ale fruntaşilor.

Revizuirea periodică a normelor se va face cu mobilizarea colectivelor întreprinderilor, prin atragerea fruntaşilor şi specialiştilor cu pregătire tehnică şi experienţă bogată de producţie.

Organizaţiile de partid sînt datoare să îndrumeze şi să controleze cum se ocupă direcţiile întreprinderilor şi comitetele sindicale de îmbunătăţirea normelor şi reducerea preţului de cost.

Pe baza introducerii tehnicii noi, a perfecţionării proceselor de producţie şi a normării tehnice, a îmbunătăţirii activităţii şi ieftinirii aparatului de stat, central şi local, precum şi a aparatului administrativ din sectoarele de producţie şi de deservire, va trebui să se realizeze economii de forţe de muncă în vederea asigurării acoperirii necesarului sectoarelor care duc lipsă de braţe de muncă.

Un factor de seamă al dezvoltării neîntrerupte a economiei naţionale şi al ridicării nivelului de trai al celor ce muncesc, îl constituie reducerea preţului de cost. In legătură cu aceasta, Proiectul de Directive arată că reducerea continuă şi sistematică a preţului de cost al producţiei în industrie, transporturi, construcţii, agricultură, circulaţia mărfurilor, trebuie să fie considerată ca una dintre sarcinile centrale ale celui de-al doilea cincinal.

Preţul de cost trebuie să fie redus în anii cincinalului cu cel puţin 15—20% în industria republicană, cu cel puţin 10% în transporturi, iar în construcţii cu cel puţin 20% faţă de preţul de deviz al anului 1955, în S.M.T. — cu cel puţin 34% faţă de preţul de cost efectiv din anul 1955, iar al principalelor produse ale G.A.S. (cereale, lapte de vacă, struguri, carne de porcine) în medie cu cel puţin 12,5% faţă de preţul de cost planificat pe anul 1955.

Cheltuielile de circulaţie vor trebui micşorate cu cel puţin 20% faţă de nivelul anului 1955.

Indeplinirea sarcinilor cu privire la reducerea preţului de cost impune necesitatea mobilizării însemnatelor rezerve ale reducerii cheltuielilor de producţie şi circulaţie existente, înfăptuirea cu fermitate a regimului de economie *(aplauze)*.

Este necesar ca, pe lîngă ridicarea productivităţii muncii, în vederea reducerii preţului de cost să se asigure o cheltuire economicoasă a resurselor materiale, băneşti şi de muncă, să se folosească în mod raţional şi cu socoteală mijloacele statului şi să se manifeste o grijă deosebită pentru îmbunătăţirea activităţii financiare şi economice a întreprinderilor. Aceasta înseamnă că trebuie să se înfăptuiască cel mai sever regim de economii, să se intensifice lupta împotriva rebuturilor, a cheltuielilor neproductive, să se folosească unele tipuri de materiale economicoase, să se folosească pe scară largă înlocuitori corespunzători pentru materialele scumpe şi deficitare.

Sarcini ale industriei electrotehnice în al doilea cincinal

Ing. I. CRIŞAN
Director tehnic al Direcţiei generale a industriei electrotehnice.
Laureat al premiului de Stat

Bilanţul activităţii industriei electrotehnice romîneşti după primul plan cincinal reprezintă o confirmare evidentă a eficacităţii politicii de industrializare a ţării dusă de partid. Acest bilanţ scoate în evidenţă contribuţia deosebită pe care producţia fabricilor de maşini, aparate şi materiale electrotehnice a avut-o în cadrul muncii de construcţie paşnică a socialismului din ţara noastră. Realizarea unei creşteri a producţiei de 3,7 ori în 1955 faţă de 1950; însuşirea unui sortiment amplu de produse de tehnicitate din ce în ce mai ridicată, acoperirea în măsură din ce în ce mai mare a necesităţilor variate de echipament electrotehnic a ramurilor industriale, care s-au dezvoltat în mod deosebit ca urmare a resurselor naturale favorabile existente cum ar fi industria petrolului, cărbunelui, cimentului, hîrtiei, chimiei ş. a.; acoperirea majorităţii necesităţilor de echipament pentru transportul şi distribuţia energiei electrice, necesar realizării planului de electrificare; sînt cîteva dovezi evidente ale acestei contribuţii. Creşterea productivităţii muncii de 2,7 ori în acelaşi interval precum şi reducerea continuă a preţului de cost, scot în relief şi aspectele pozitive cu caracter economic ale activităţii acestui sector. Aceste realizări nu reprezintă altceva decît consecinţa iniţiativei înţelepte a partidului nostru, rezultatele muncii neobosite a miilor de muncitori, ingineri şi tehnicieni, efectul sprijinului hotărîtor al Uniunii Sovietice şi al ţărilor de democraţie populară cu o industrie mai dezvoltată.

Aceste rezultate favorabile obţinute pe ansamblu ascund însă o serie de lipsuri. Este incontestabil că, cu toate succesele înregistrate, industria noastră electrotehnică nu a reuşit să reducă într-o măsură suficientă decalajul iniţial care ne despărţea de ţările cu industrie electrotehnică dezvoltată. În multe domenii, sub aspect tehnic şi economic, această rămînere în urmă, deşi considerabil diminuată, a rămas totuşi evidentă.

Materialele Congresului al II-lea al P.M.R. scot în evidenţă cu satisfacţie, succesele industriei electrotehnice romîneşti. Totodată însă aceste materiale reprezintă pentru toţi lucrătorii sectorului electrotehnic bazele unui amplu plan de muncă pentru cincinalul care a început.

Atunci cînd este necesar să se schiţeze schema acestui plan de muncă este imposibil să nu se pornească de la acea parte din raportul tov. Gh. Gheorghiu-Dej în care se indică cu cea mai mare concizie principalele obiective politico-economice ale celui de al II-lea plan cincinal:

„Ridicarea nivelului tehnic în toate ramurile economiei şi obţinerea unei creşteri considerabile a productivităţii muncii în industrie, transporturi prin:

— Folosirea mai completă a capacităţilor de producţie existente şi perfecţionarea utilajelor, maşinilor şi agregatelor în funcţiune.

— Introducerea treptată a tehnicii noi şi a procedeelor tehnologice superioare începînd cu întreprinderile care au un rol determinat în ramura de producţie respectivă. În acest scop: se vor generaliza metodele avansate de muncă folosite de fruntaşii în producţie; în domeniul perfecţionării tehnologiei se vor introduce cu perseverenţă mecanizarea complexă şi automatizarea proceselor de producţie, în principalele întreprinderi; o atenţie deosebită se va da creşterii accentuate a indicilor de folosire a utilajelor.

— Dezvoltarea producţiei în serie prin specializarea şi cooperarea întreprinderilor, îndeosebi în industria constructoare de maşini şi industria electrotehnică, pîrghiile principale de utilare a economiei naţionale cu maşini, utilaj, agregate şi aparate perfecţionate".

Care sînt principalele direcţii în care trebuie orientată munca inginerilor şi tehnicienilor din industria electrotehnică pentru atingerea unui ritm cît mai rapid în realizarea acestor sarcini ? Răspunsul rezultă cu claritate din analiza acelor prevederi ale Directivelor Congresului al II-lea al P. M.R. care se referă la sectorul electrotehnic.

În cursul cincinalului al II-lea aportul industriei electrotehnice în ansamblul dezvoltării economice a ţării noastre va trebui nu numai să ţină pasul cu creşterea cantitativă a necesităţilor de produse electrotehnice, ci, în principal, să asigure diferitele ramuri industriale precum şi marea masă a consumatorilor cu o serie întreagă de *produse noi*. Necesitatea asimilării acestor produse noi este în general o consecinţă directă a ridicării gradului de folosire a tehnicii în ţara noastră. Astfel de exemplu, dezvoltarea considerabilă a reţelelor de 110 kV este în măsură hotărîtoare condiţionată de fabricarea în ţară a aparaturii electrotehnice grele necesară construirii acestor reţele. În acest scop inginerii şi tehnicienii fabricii „Electro Putere" — Craiova ajutaţi de tovarăşii lor din fabricile de materiale electrotehnice se pregătesc cu grabă să proiecteze şi să pună în fabricaţie transformatori de forţă de 110 kV, 10 şi 20 MVA cu reglaj sub sarcină, întrerupătorii automaţi de 110 kV şi transformatorii de măsură corespunzători. Realizarea acestor produse nu reprezintă, de fapt, decît aducerea industriei noastre electrotehnice grele la un nivel comparabil cu al producţiei similare din ţările înaintate. Nu mai puţin realizarea acestei sarcini pune în faţa colectivelor respective probleme deosebit de grele de proiectare şi tehnologie, aceasta mai ales deorece nu este vorba de a realiza orice fel de aparatură de 110 kV, ci, în mod deosebit, de a realiza produse ale căror performanţe tehnico-economice să se găsească cît mai aproape de cele mai bune realizări ale tehnicii mondiale.

Planurile de asimilare de noi produse reflectă şi în alte domenii tendinţa de folosire amplă a tehnicii, tendinţa de utilare progresivă a diferitelor ramuri ale economiei naţionale cu maşini şi aparate prezentînd performanţe tehnico-economice superioare. În acest sens realizarea în diferite fabrici de produse electrotehnice a echipamentelor necesare introducerii centralizării electrodinamice în staţiile de cale ferată deschide perspectivele unei creşteri accentuate a capacităţii de transport feroviar. Punerea în fabricaţie a unui sortiment variat de motoare sincrone între 150...500 kW va asigura diferitelor industrii condiţii economice de utilizare a energiei electrice, printr-un factor de putere ridicat. În legătură cu aceeaşi problemă se va lărgi sortimentul compensatorilor sincroni de mare putere şi se va începe fabricaţia în serie a condensatorilor de forţă. Va căpăta o extindere deosebită producţia generatorilor de frecvenţe peste 50 Hz, şi a consumatorilor respectivi, ale căror utilizări multiple pot determina progrese considerabile într-o serie întreagă de utilizări extrem de variate. Se va dezvolta, de asemenea, producţia centralelor telefonice automate şi a elementelor de bază necesare schemelor de automatizări. O atenţie deosebită va trebui acordată lărgirii sortimentelor de produse electrotehnice de uz casnic, printre care realizarea în ţară a unui volum maxim de piese pentru aparate de radiorecepţie, fabricarea în serie a aparatelor de televiziune şi punerea la punct a producţiei de frigorifere casnice reprezintă principalele obiective.

Dacă această creştere considerabilă a sortimentelor produse va trebui să satisfacă exigenţele sporite determinate de creşterea continuă a nivelului tehnic şi cultural al ţării noastre nu este mai puţin inportant ca în paralel să se asigure *indici economici superiori* pe întreg ansamblul de producţie electrotehnică şi în special la acele produse care se fabrică în serie mare. În această privinţă sînt de îndreptat deficienţe serioase. Numeroase produse continuă să se fabrice după proiecte depăşite, neeconomice. În multe cazuri s-a sacrificat, în favoarea asimilării mai mult sau mai puţin oportună a unor

produse noi, preocuparea pentru îmbunătăţirea indicilor tehnici şi economici ai unor produse a căror proiectare s-a făcut cu mulţi ani în urmă.

Raportul tov. Gh. Gheorghiu Dej la Congres menţionează ca o sarcină principală a aparatelor de conducere din industrie necesitatea de *„examinare critică şi perfecţionare neîntreruptă a produselor principale din profilul întreprinderilor, produse care pot fi fabricate în serie mare"*. Este necesar ca acestei *examinări critice* şi măsurilor corespunzătoare de ameliorări constructive şi tehnologice să li se asigure un volum de preocupare cel puţin corespunzător problemelor legate de realizarea produselor noi. Sînt cunoscute, de exemplu, performanţele necorespunzătoare ale majorităţii grupurilor electrogene cu motoare termice care se fabrică .Făcînd abstracţie de calitatea încă slabă a motoarelor termice, însăşi construcţia generatorilor, lipsită de unitate, dimensionată prea larg, netehnologică, lasă foarte mult de dorit. Există poslbilitatea de a realiza o serie nouă de generatori sincroni între 4—150 kVA cu indici tehnico-economici mult mai favorabili. Datorită rezultatelor remarcabile obţinute în sector în legătură cu proiectarea şi realizarea unor stabilizatori de tensiune cu amplificatori magnetici, există posibilitatea de a dota aceste grupuri electrogene cu dispozitive de reglaj al tensiunii de construcţie simplă, asigurînd un statism perfect; o astfel de serie de generatori s-ar putea prezenta la un nivel tehnic mondial. Cu toate că s-a realizat linia estetică şi performanţele de tracţiune bune ale tramvaielor de mare capacitate fabricate în cursul anului trecut, este necesară o revizuire atentă a calculului carcasei metalice a vagonului şi a boghiului care ar conduce cu siguranţă, la reducerea corespunzătoare a greutăţii.

Asigurarea unui caracter de serie cît mai mare pentru producţie este o condiţie de bază pentru atingerea unor indici economici superiori; acest lucru este îndeobşte cunoscut. Cu toate acestea s-a dat o atenţie insuficientă unei pîrghii importante menită să sporească caracterul de serie al producţiei şi a nume *normalizării* uzinale. Activităţii de normalizare va trebui să i se acorde în viitorul imediat cea mai mare atenţie. Este inadmisibil, de exemplu, ca să mai persiste încă şi astăzi lipsa completă de norme de fabrică pentru anumite subansamble care se repetă la zeci de tipuri de maşini, cum ar fi portperii, inele colectoare, etc., cu atît mai mult cu cît varietatea de tipuri împiedică aplicarea în condiţii economice a unei tehnologii superioare. Pe aceeaşi linie va trebui să se realizeze încă în cursul acestui an un progres considerabil în realizarea unor *serii unitare* de produse. Planurile tehnice înmînate fabricilor cuprind sarcini de studiu şi de proiectare pentru numeroase serii unitare menite să pună în ordine, să sistematizeze producţia de tablouri de comandă şi distribuţie pentru grupuri electrogene, de aparate de automate de joasă tensiune, de micromotoare ş. a.

Desigur că un astfel de mod de tratare a problemelor implică o largă documentare, o amplă muncă de cercetare tehnico-ştiinţifică, o dotare corespunzătoare şi o dezvoltare sistematică a laboratoarelor uzinale. Există condiţii ca toate aceste elemente să fie îndeplinite; dar aceasta numai în ipoteza în care toţi inginerii şi tehnicienii din fabrici — şi în special cadrele de conducere — vor fi convinse că trebuie creată o atitudine ştiinţifică în atacarea problemelor de producţie, că trebuie lichidat empirismul în rezolvarea acestor probleme. Angrenarea cadrelor tinere de ingineri în rezolvarea problemelor grele prin folosirea integrală a pregătirii lor teoretice, reprezintă o cale pentru a atinge acest obiectiv.

Este necesar, de asemenea, ca examinarea critică despre care s-a vorbit să se refere şi la o problemă în mod nejust neglijată în ultimul timp, şi anume la *aspectul exterior* al produselor. Atitudinea nepăsătoare a unora din cadrele noastre de conducere în această problemă este nejustă şi condamnabilă. Practica a dovedit, cu ocazia realizării primelor serii de produse pentru export, că industria noastră electrotehnică poate da produse de aspect exterior şi de calitate impecabilă. Există posibilităţi ca acest nivel să fie menţinut şi generalizat. In momentul de faţă în care cererile şi angajamentele de livrări de export sporesc pe zi ce trece, o sarcină de frunte a inginerilor şi tehnicienilor din industria electrotehnică constă în scoaterea în evidenţă şi în realizarea acestor posibilităţi.

•

Dezvolatarea rapidă a tuturor ramurilor economiei în cel de al II-lea cincinal necesită o sporire considerabilă a producţiei de echipament electrotehnic. Directivele Congresului al II-lea prevăd o creştere a acestei producţii cu 100%, accentul fiind pus pe dezvoltarea producţiei de maşini şi aparate, de echipament electric auto, de instrumente de măsură şi de echipament pentru telecomunicaţii. Această creştere a volumului de producţie creează condiţiile cele mai favorabile pentru creşterea în măsură din ce în ce mai mare a folosirii intensive a mijloacelor de producţie existente. Numai realizînd cea mai mare parte a acestui spor de producţie pe seama *creşterii productivităţii muncii* colectivele de lucrători din industria electrotehnică vor reuşi cu adevărat să îndeplinească cu cinste sarcinile care le revin, numai pe această cale industria noastră electrotehnică va reuşi să contribuie în mod satisfăcător la consolidarea economiei noastre socialiste, la construcţia socialismului în patria noastră.

Există posibilitatea descoperirii unor rezerve interne suficiente pentru realizarea unui atare salt de productivitate? Trebuie să fim convinşi că aceste rezerve există şi că ele nu aşteaptă decît să fie descoperite.

Creşterea seriilor de fabricaţie la unele produse creează condiţii favorabile, impun chiar, *revizuirea integrală a proceselor tehnologice utilizate*. ridicarea considerabilă a nivelului tehnologiei practicate. Există multe produse fabricate în mod curent, la care deşi cantitatea produsă a crescut lună de lună, nivelul tehnologiei de fabricaţie, dotarea cu scule şi dispozitive, a rămas aceeaşi,sporul de producţie realizîn du-se aproape numai pe seama sporirii forţelor de producţie. O asemenea dezvoltare duce în mod inevitabil — şi exemplele sînt numeroase — la strangulări în procesul de producţie, la o folosire dezechilibrată a forţelor de muncă disponibile. Practica a dovedit că printr-o reproiectare corespunzătoare a proceselor tehnologice se poate ajunge în scurtă vreme şi cu mijloace relativ simple la lichidarea punctelor strangulate şi la scăderea apreciabilă a cantităţii de muncă necesară pentru realizarea produsului respectiv. Astfel de exemplu. un studiu tehnologic amănunţit care a avut ca obiect demarorul motorului de camion. a dovedit că prin mai buna dotare cu scule şi dispozitive a procesului tehnologic respectiv se poate realiza o creştere a productivităţii muncii la operaţiile de aşchiere, care reprezenta un punct strangulat, echivalent cu nu mai puţin de 18 maşini-unelte lucrînd în două schimburi. Extinderea acestei acţiuni de revizuire complexă a proceselor tehnologice pentru produsele de serie, la alte produse cum ar fi difuzorii ,magnetourile, contorii, farurile de automobil şi aparatajul de instalaţii, urmărirea cu dîrzenie a realizării eficacităţii economice proiectate a noilor procese tehnologice. iată o sarcină de cel mai mare interes pentru cadrele de tehnologie din întreprinderi; iată un larg cîmp de activitate pentru toţi cei care simt de datoria lor să împ.ngă tehnica înainte şi să contribuie astfel la o viaţă mai bună pentru toţi oamenii muncii din ţara noastră.

Realizarea unei creşteri atît de accentuate a productivităţii muncii presupune însă nu numai un ascuţit spirit critic în analizarea tehnologiei practicate, ci şi multă iniţiativă şi mult curaj pentru *aplicarea consecventă a tehnicii noi*. Din păcate sîntem cu toţii mult prea conservativi în munca noastră de fiecare zi. Mulţi dintre noi văd în procedeele tehnologice noi, neobişnuite, numai o sursă de probleme de rezolvat, de bătaie de cap. Este incontestabil că astfel de mentalităţi trebuie lichidate şi încă foarte repede, deoarece mersul înainte al tehnicii este deosebit de rapid şi nu aşteaptă pe nimeni. Fiecare noutate tehnică neaplicată la timp nu reprezintă altceva decît muncă irosită zadarnic, zeci şi sute de produse realizate mai tîrziu şi mai scump. In fabricile de produse electrotehnice pot şi trebuie create condiţii pentru introducerea şi folosirea pe scară largă a turnării de precizie, a sudurii automate, pentru automatizarea şi concentrarea oepraţiilor la prelucrările prin aşchiere, pentru automatizarea ştanţării la rece. Este absolut necesar ca la marea majoritate a pieselor de serie mare, prelucrarea pe maşini universale să fie trecută pe maşini specializate automate sau semiautomate. Multe din fabricile electrotehnice au posibilitatea de a-şi

construi sau adapta singure astfel de mașini cu singura condiție ca în această direcție să fie orientate preocupările colectivelor de muncitori, tehnicieni și ingineri de valoare. In multe cazuri, ca de exemplu la fabricarea fiarelor de călcat, a duliilor sau a lămpilor de buzunar, sînt create premize pentru a se trece la fabricarea reperelor pe linii semiautomate de mașini, asigurînd astfel o productivitate superioară, un ciclu de producție minim și un preț de cost cît se poate de redus. Realizarea prin mijloace proprii a unor astfel de linii de mașini, folosind în parte utilajele existente, nu ar trebui să constituie o piedică de ordin tehnic pentru colectivele întreprinderilor noastre.

Unor astfel de măsuri cu caracter tehnic, trebuie însă să li se creeze condiții favorabile de aplicare prin *măsuri corespunzătoare cu caracter organizatoric*. Ne referim în special la toate problemele legate de profilarea corectă a întreprinderilor, de menținerea consecventă a acestei profilări, de specializarea întreprinderilor, de lărgirea cooperării dintre întreprinderi ca urmare a acestei specializări. Iată o serie de sarcini de prim ordin care privesc în primul rînd conducerea sectorului electrotehnic. La nivelul întreprinderilor, acestor măsuri le corespunde o justă repartizare a sarcinilor de producție și a specializării lor pe grupe pe produse, metodă care reprezintă o formă înaintată de organizare a procesului de producție. Aplicarea acestui principiu organizatoric în cursul celui de al doilea cincinal, va pregăti trecerea progresivă în anii viitori la cea mai înaintată formă a lui, la metoda de producție continuă pe bandă.

Nu trebuie însă omis și alt aspect specific al cerințelor activității de producție în al II-lea cincinal și anume necesitatea unei economii maxime de materiale, necesitatea de a găsi metodele cele mai potrivite pentru o restrîngere considerabilă a consumului de materiale deficitare.

Inițiativa creatoare a cadrelor noastre tehnice a obținut și în acest domeniu multe rezultate interesante. Este suficient să menționăm rezultatul promițător al încercărilor făcute pentru realizarea magneților ceramici, fără nichel. Totuși se poate spune că rezultatele obținute pînă în prezent sînt foarte restrînse. Cercetărilor cu caracter tehnico-științific în legătură cu economia de materiale li s-a acordat o atenție insuficientă. Așa se explică faptul că unele inovații interesante, ca acelea referitoare la reducerea consumului de zinc de exemplu în fabricarea bateriilor galvanice, nu au fost încă aplicate pe scară industrială.

Va trebui mult îmbunătățită și munca în legătură cu realizarea condițiilor organizatorice optime pentru reducerea sistematică a normelor de consum de materiale. Pe această linie va trebui pusă la punct activitatea atelierelor de debitare, va trebui extinsă metoda folosirii planurilor de tăiere combinate și va trebui asigurat controlul prin cîntărire a distribuirii materialelor prin magaziile intermediare.

Dacă am vrea să cuprindem într-o singură idee tot acest plan de muncă, această idee ar trebui desigur să se refere la rolul inginerilor și tehnicienilor în ridicarea nivelului tehnic al industriei noastre electrotehnice. Este incontestabil că rolul lor este hotărîtor și deci sarcinile lor sînt sarcini care trebuie neapărat duse la îndeplinire. Ceea ce ni se cere în momentul de față este mai mult decît o anumită cantitate de muncă. Ceea ce ni se cere este o muncă de o calitate incomparabil mai ridicată decît pînă acum. De calitatea acestei munci, de nivelul la care problemele care ni se pun în față vor fi rezolvate, depinde în mare măsură dezvoltarea industriei electrotehnice din țara noastră, depinde atingerea cu un ceas mai devreme a obiectivelor politico-economice ale celui de al II-lea plan cincinal.

Să dovedim că sîntem în stare să facem față cu cinste acestor sarcini!

Calculul circuitelor cu electromagneți și lămpi subtensionate

Prof. dr. ing. A. AVRAMESCU
Membru corespondent al Academiei R.P.R.

621.372.1 :621.318.3. :621.326.4

Se face propunerea de a reduce curentul de „reținere" a armăturii contactorilor și releelor care intervin în scheme de automatizări, întrebuințînd drept rezistență adițională filamentul lămpilor de semnalizare. Pentru a ușura predeterminarea prin calcul a circuitului se deduce o expresie analitică simplă a caracteristicii lămpii, pentru care se obține confirmarea experimentală. Se dau exemple de probleme practice rezolvabile prin metoda propusă, care se poate extinde la circuite neliniare în general.

Electromagneții își găsesc, sub forme variate, aplicații importante în instalațiile electrice moderne. Mecanizarea operațiilor dificile, automatizarea proceselor tehnologice, concentrarea comenzilor și creșterea vitezelor, impun utilajului electric condiții de funcționare din ce în ce mai grele [1]. Performanțele acestui utilaj au fost mult ameliorate în ultimul timp, dar criteriul economic cere, ca întotdeauna, concomitent cu simplificarea, și tipizarea construcțiilor [2]. Aci apar probleme noi, dintre care unele merită o deosebită atențiune. Intr-adevăr se pot găsi uneori, cu un efort minim de cercetare teoretică sau experimentală, metode de calcul expeditive și soluții tehnice ingenioase, care concentrează funcțiunile cerute pe un număr redus de elemente constructive, reduc numărul de repere, contribuie la simplificarea exploatării sau întreținerii etc. Un caz de acest fel se prezintă mai jos.

Este vorba de dimensionarea circuitului de comandă a unor contactori, destinați a inversa cît mai repede posibil un curent [3]. In funcționarea dinamică a unui electromagnet apar fenomene mecanice și electromagnetice atît de complicate, încît calculul teoretic riguros nu a reușit să desvăluie toate amănuntele. Intr-adevăr, chiar dacă se elimină din considerație saturația feromagnetică, modificările fluxului magnetic și reacția mișcării armăturii asupra circuitului de excitație rămîn încă fenomene complicate și greu de calculat, ecuațiile diferențiale fiind neliniare [4]. Dacă în circuit se mai adaogă încă un element neliniar, ca o lampă de semnalizare, fenomenul tranzitoriu se complică și mai mult. Inginerul care trebuie să găsească soluții, apelează în astfel de cazuri la calcule aproximative și la experiențe.

Prezentarea cazului unor lămpi, în circuit cu bobine de excitație a unor electromagneți, se face nu numai cu intenția de a încuraja găsirea unor soluții utile și oportune, dar și pentru că acest caz permite o generalizare remarcabilă asupra unui complex de probleme extrem de interesant, anume acela al circuitelor neliniare în general.

In expunere se pleacă de la necesitățile tehnice, la comportarea aparatelor obișnuite, trecînd apoi la analiza soluțiilor posibile, pentru a se încheia cu alegerea soluției tehnice cele mai adecuate. Problema esențială care se pune este de a calcula curentul care se stabilește în primele momente și în mod permanent în circuite conținînd o înfășurare de releu și o lampă de semnalizare subtensionată. Drept aplicație se prezintă un caz concret în care teoria desvoltată a dat rezultate bune.

Comportarea electromagneților

In instalațiile moderne electromagneții se utilizează sub formele foarte variate de contactori, declanșatori, frîne electromagnetice, relee etc. In funcționarea lor dinamică și statică toate aceste forme se comportă similar [5]. Contactorii și releele prezintă însă un interes deosebit, deoarece ele comandă prin contactele lor principale și secundare alte circuite. Contactorii se utilizează pentru comanda la distanță a unor circuite de putere cu o frecvență mare de conectări, sau pentru comanda aparatelor de înaltă tensiune și în general în cazul unor manevre și interdependențe complicate. Găsirea schemei celei mai simple care îndeplinește anumite condiții impuse a fost considerată mult timp a fi arbitrară și depinzînd de ingeniozitatea proiectantului. Odată cu dezvoltarea algebrei booleiene, la aplicarea căreia în electrotehnică savanții sovietici [6], și în țara noastră acad. Gr. Moisil și colaboratorii săi au contribuit în mod substanțial [7], găsirea schemei cele mai potrivite a devenit o problemă de calcul cu o soluție unică și bine determinată [8]. Schema de conexiuni cea mai simplă și mai eficace se poate astfel calcula și predetermina precis.

In orice circuit, electromagneții în general și contactorii în special au o comportare remarcabilă care se repercutează asupra circuitului de excitație. Anume, cînd electromagnetul nu este excitat și armătura sa nu este atrasă, întrefierul este mare și fluxul magnetic la punerea sub tensiune relativ redus. După ce curentul bobinei de excitație atinge o limită anumită, armătura se pune în mișcare și fluxul magnetic suferă o variație continuă, pînă cînd

armătura mobilă ajunge în poziția sa finală, cu electromagnetul excitat. In această perioadă de timp atît fluxul magnetic, cît și curentul variază. Variația curentului într-un circuit RL s-ar putea calcula [9] din ecuația diferențială :

$$u = Ri + L\frac{di}{dt} + i\frac{dL}{dt} \qquad (1)$$

unde ultimii doi termeni sînt esențiali pentru forța dinamică dezvoltată de electromagnet. Dacă s-ar cunoaște variația fluxului magnetic total în funcție de întrefier, s-ar putea calcula ultimul termen din ecuația (1). Această variație nu se poate însă deduce, decît cunoscînd construcția electromagnetului și făcînd anumite experiențe. Ecuația mișcării armăturii se scrie :

$$F_a\,dx = d\frac{mv^2}{2} + F_r\,dx \qquad (2)$$

unde F_a este forța de atracție și F_r forța de reținere (prin resort) a armăturii.

Soluția problemei tranzitorii s-ar putea obține prin rezolvarea simultană a ecuațiilor diferențiale (1) și (2). Dificultățile care apar sînt : Integrarea nu se poate face decît pe cale grafică și pentru cazuri particulare. Curba de magnetizare a materialului se cunoaște numai de constructor, iar curba fluxului în funcție de deplasarea armăturii se poate stabili numai pe cale experimentală. In loc de a studia comportarea pe cale teoretică se poate apela la experiențe, variația curentului în funcție de timp putînd fi oscilografiată.

Calitativ fenomenele se petrec în felul următor : In cazul cînd armătura ar fi staționară, curentul se stabilește după o curbă exponențională. In cursul mișcării rapide a armăturii, fluxul și inductanța L variază, și în circuit se produce o tensiune contraelectromotoare $id L/dt$, care micșorează curentul (fig. 1). După

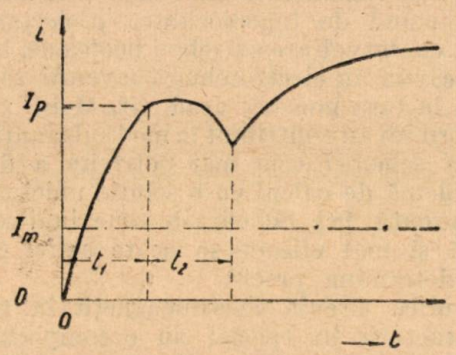


Fig. 1. Variația curentului în circuitul de excitație a unui electromagnet ;
t_1 – timpul de inerție ; t_2 – durata mișcării ; I_p – curentul de pornire a armăturii ; I_m – curentul minim de reținere a armăturii.

ce armătura a fost închisă, curentul variază din nou după o curbă exponențială ascendentă, pînă cînd atinge valoarea sa staționară.

Spre a putea simplifica problema se iau în considerare numai două faze caracteristice ale fenomenului dinamic complex : faza inițială și faza finală, ambele considerîndu-se cu armătura staționară (în stare deschisă și închisă). Astfel se elimină din considerații fenomenul tranzitoriu de la aplicarea tensiunii și pînă la începerea mișcării armăturii, cît și cel care apare în cursul mișcării.

In regim de curent continuu, forța de atracție a armăturii, proporțională cu pătratul curentului, crește la început de la valoarea zero la o valoare staționară, care se menține aproape constantă în timpul mișcării, spre a ajunge la valori mult mai mari la închiderea circuitului magnetic. Electromagnetul are o forță mare de reținere și necesită pentru a fi menținut sigur în poziția cu armătura atrasă un curent mult mai redus, decît cel de pornire a armăturii. In cele mai multe cazuri practice, armătura se menține atrasă și nu cade pînă la tensiuni de 20% din tensiunea nominală a înfășurării. Ea nu mai este atrasă din poziția de repaus cînd tensiunea aplicată scade sub 80% din cea nominală. Durata mișcării este cuprinsă între 1/5 și 1/3 secunde.

In regim de curent alternativ, din cauza scăderii periodice la 0 a forței de atracție, armătura nu mai este reținută, dacă tensiunea aplicată scade sub 50% din cea nominală. Forța de atracție inițială este mare și crește înainte de închiderea circuitului magnetic mai mult decît în curent continuu. Se zice că electromagnetul de curent alternativ este mai dur. Intre curentul de anclanșare I_a și cel de reținere I_r există relația aproximativă :

$$I_a = 5 + 15 \cdot I_r. \qquad (3)$$

Dar avantajul cel mai mare al electromagnetului de curent alternativ este că își reglează singur curentul de reținere, prin modificarea reactanței bobinei în cursul mișcării. In stare neatrasă, circuitul magnetic fiind deschis și fluxul de scăpări mare, reactanța bobinei de excitație este redusă și curentul care se stabilește, mare. După atragerea armăturii, fluxul magnetic util devine puternic, cel de scăpări neglijabil și inductanța bobinei de excitație crește. La tensiunea constantă rezultă în circuit un curent mult mai redus care trebuie să fie însă suficient pentru a menține armătura în starea atrasă.

La curent continuu, reactanța din circuit nu are o influență decît în cursul stabilirii curentului (fig. 1), iar curentul staționar la tensiune constantă este în exces considerabil față de curentul limită de reținere. Pentru a putea dimensiona la încălzire, în mod economic, înfășurările electromagneților de curent continuu, se impune a se introduce în circuit o rezistență în serie cu înfășurarea, imediat după ce armătura

a fost atrasă. Valoarea staţionară a curentului se stabileşte la aproximativ 1/3 din valoarea iniţială, care corespunde aplicării tensiunii înfăşurării însăşi. Acestui deziderat i se datoresc schemele atît de cunoscute ale releelor de curent continuu, în care rezistenţa este introdusă în serie cu înfăşurarea printr-un contact auxiliar închis de către armătura releului (fig. 2). In

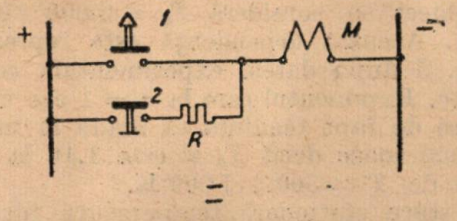


Fig. 2. Schema alimentării unui electromagnet de curent continuu :

1 — contact (temporar) de comandă ; 2 — contact auxiliar închis de armătură ; R — rezistenţă suplimentară ; M — înfăşurarea electromagnetului.

numeroase scheme de automatizări, electromagnetul mai are şi alte contacte auxiliare decît acel de reţinere (cifra *2* în fig. 2), contacte destinate altor funcţiuni.

Punerea problemei

In cazul care ne va preocupa mai de aproape, electromagnetul de curent continuu acţionează un contactor, se impune reducerea curentului de excitaţie iniţial la 30% din acea valoare şi se cere simultan semnalizarea poziţiei închise

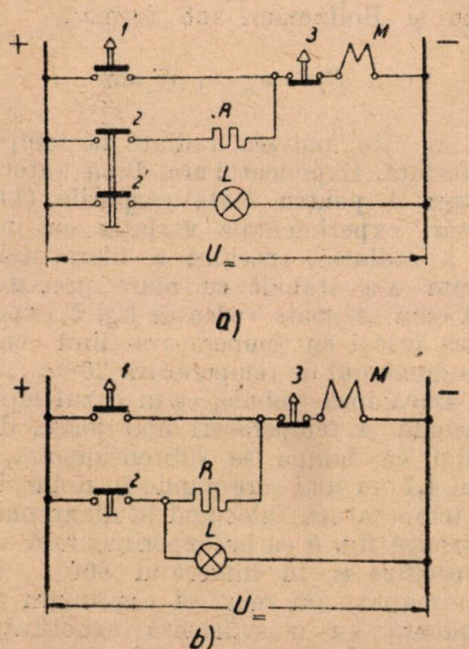


Fig. 3. Scheme de acţionare ale unui electromagent de curent continuu :

a — cu trei contacte de comandă ; *b* — cu două contacte de comandă

a contactorului printr-o lampă. Schema din fig. 2 ar trebui completată cu un circuit nou (fig. 3, *a*) pentru lampa de semnalizare. Unul din contactele auxiliare, anume *2'* se poate economisi după cum se vede în fig. 3, *b*, dacă lampa se leagă în paralel cu înfăşurarea şi rezistenţa legată în serie.

Funcţionarea este simplă şi se poate urmări uşor pe fig. 3. In stare de repaus toate contactele sînt deschise. Dacă se apasă butonul de comandă *1*, electromagnetul M este pus sub tensiunea sursei auxiliare U şi prin mişcarea armăturii sale închide contactul de reţinere *2*, astfel că la revenirea butonului *1* în stare de repaus (deschis), bobina electromagnetului rămîne sub tensiune, curentul de excitaţie fiind redus de rezistenţa în serie R. In acelaşi timp, prin contactul *2'* sau *2* se pune sub tensiunea întreagă U şi lampa de semnalizare L. Pentru a desexcita electromagnetul M şi a reveni în stare de repaus se prevede un buton de oprire cu contact de repaus *3* în serie cu înfăşurarea electromagnetului. La apăsarea butonului *3*, electromagnetul M rămîne fără tensiune, armătura cade şi deschide contactele *2*. Circuitele rămîn întrerupte şi la revenirea în stare de repaus a contactului *3*.

In cursul simplificării progresive a schemei (*3 a*) se impune ideea de a întrebuinţa drept rezistenţă R chiar lampa de semnalizare L. Prin aceasta se evită procurarea unor rezistenţe înfăşurarate cu fir metalic deficitar şi se economiseşte energia pierdută în rezistenţă. Schema se simplifică astfel în mod esenţial (fig. 4), iar lampa îndeplineşte pe lîngă funcţia de semnalizare şi cea a rezistenţei de reducere a curen-

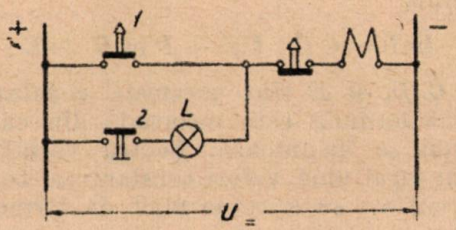


Fig. 4. Schema de acţionare simplificată propusă.

tului, pierderea de energie în ea fiind, de data acesta „utilă".

Realizarea schemei din fig. 4 întîmpină totuşi unele dificultăţi. Lampa reprezintă o rezistenţă variabilă cu curentul. Deci, tensiunea la bornele lămpii variază în funcţie de curent. Căderea de tensiune din lampă depinde deci în mod complex de rezistenţa variabilă a lămpii şi rezistenţa constantă a înfăşurării, legate ambele în serie cu tensiunea auxiliară. Curentul care se stabileşte în acest circuit trebuie să fie suficient de intens pentru ca lampa să lumineze, iar pe de altă parte suficient de redus ca înfăşurarea să nu se încălzească, totuşi nu atît de redus ca electromagnetul să scape armătura. Lampa de semnalizare se subtensionează, deoarece nu este nevoie de o lumină prea intensă şi durata de viaţă se poate prelungi considerabil.

Problema care rezultă este de a se predetermina datele nominale ale lămpii, dacă se cunoaşte tensiunea auxiliară şi datele electromagnetului. Curentul trebuie predeterminat astfel încît să se îndeplinească condiţiile susmenţionate.

Cercetarea trebuie să înceapă cu stabilirea analitică şi experimentală a caracteristicilor lămpilor cu incandescenţă la tensiune şi curent variabil, apoi se va încerca a se rezolva, sub o formă cît mai generală, ecuaţia circuitului conţinînd, ca element neliniar în serie, lampa. Va trebui să rezulte parametrii electrici ai circuitului în limitele prescrise. Calculul analitic trebuie simplificat cît mai mult, pentru a putea uşura munca inginerilor proiectanţi. Aproximaţiile rezultatelor trebuie să fie studiate analitic şi în general, calculele verificate prin experimente pe concret.

Deducerea caracteristicii lămpilor incandescente

Comportarea filamentului din wolfram al lămpilor cu vid înaintat sau cu umplere de gaze la foarte joasă presiune a fost studiată îndelung sub toate aspectele fizice [10]. Cărţile recente despre lămpi incandescente dau parametrii electrici şi optici ai filamentelor la sarcini variabile, cu o exactitate care satisface toate exigenţele tehnice [11—12].

După Babicov [2, p. 166], pentru variaţii mari de temperatură caracteristica filamentului $I = f(U)$ se poate aproxima printr-o relaţie de forma

$$\ln I = C(\ln U)^2 + D \ln U + E \qquad (4)$$

unde C, D, şi E sînt parametri constanţi. Această formulă este incomodă din cauza că termenii se însumează. Pentru variaţii limitate în jurul unei valori constante a tensiunii, caracteristica se apropie mult de forma parabolică :

$$U = C I^{\alpha} \qquad (5)$$

cunoscută de la rezistenţele neliniare pe bază de carborund.

In cele ce urmează vom încerca a deduce o expresie de forma (5) şi a stabili valorile coeficientului şi exponentului pentru lămpi cu incandescenţă în vid.

Dacă se neglijează efectul pelicular şi dilatarea termică a filamentului, căderea de tensiune la bornele lămpii este dată de expresia :

$$U = I R = j \rho l, \ \mathrm{V} \qquad (6)$$

în funcţie de :

I — curentul, în A ;
R — rezistenţa (variabilă) a filamentului, în Ω ;
j — densitatea de curent, în A/cm^2 ;
l — lungimea filamentului, în cm ;
ρ — rezistivitatea, în Ω cm.

Rezistivitatea ρ este o funcţiune a temperaturii absolute T, cunoscută din experienţe [10], care se poate exprima analitic prin formula :

$$\rho = \rho_0 (T/T_0)^{\beta} = \rho_0 \tau^{\beta} \qquad (7)$$

unde τ este temperatura numerică şi valoarea ρ_0 corespunde temperaturii de referinţă T_0, De obicei se consideră $T_0 = 2\,000$ °K, cînd $\tau = 1$. Această dependenţă este reprezentată în fig. 5 după datele experimentale cele mai recente. Exponentul care la $\tau = 1$ are valoarea 1,2 are de fapt tendinţa să scadă la temperaturi mai joase decît T_0 şi este 1,16 la temperaturi de $T = 300 \ldots 1\,000$°K.

In stare staţionară, temperatura filamentului se poate stabili prin calcul după un raţionament pe care nu l-am găsit în literatura de specialitate şi care se expune în cele ce urmează.

Puterea electrică introdusă de curent în filament se consumă în cea mai mare parte prin radiaţie şi într-o fracţiune în general mai mică decît 8%, se pierde prin conducţie termică în suporţi. In unitatea de volum al filamentului se introduce puterea :

$$P_e = j^2 \rho = j^2 \rho_0 \tau^{\beta}, \ \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{cm}^3} \qquad (9).$$

unde s-a ţinut seama de relaţia (7).

Puterea radiată de filament pe unitatea de suprafaţă se poate exprima conform legii lui Stefan şi Boltzmann sub forma :

$$P_r = w_0 \tau^{\gamma}, \ \mathrm{W/cm^2} \qquad (10)$$

unde w_0 este puterea radiată la temperatura de referinţă. Exponentul are, după autorii legii, valoarea 4 pentru toate corpurile (14). Din cercetări experimentale variaţia cu temperatura a radiaţiei specifice a filamentelor din wolfram s-a stabilit cu mare precizie [12]. După cum se poate vedea în fig. 5, exponentul variază însăşi cu temperatura fiind considerat 4,7 în domeniul de temperatură 2000...3000°K [15]. Dacă însă trebuie, ca în cazul nostru, să se includă şi temperaturi mai joase, datorită faptului că lampa se subtensionează, exponentul 4,7 nu mai corespunde în domeniul joaselor temperaturi. Inlocuind în diagrama dublu logaritmică fig. 5 curba experimentală a radiaţiei specifice w în intervalul 300... 3000°K cu o dreaptă, am reuşi să exprimăm această dependenţă cu o suficientă exactitate prin formula (10), dacă exponentului γ îi dăm valoarea 5,4.

Bilanţul puterilor se poate obţine prin egalarea termenilor (9) şi (10). Pentru a lua în considerare puterea disipată prin suporţi, puterea electrică se micşorează corespunzător înmulţind relaţia (9) cu un coeficient $k < 1$ [15]

Pierderile prin suporți, depinzînd și ele de temperatură, se pot pune:

$$k = k_0 \tau^\delta$$

și astfel rezultă

$$j^2 = \frac{w_0}{\rho_0 k_0} \tau^{\gamma-\beta-\delta}. \qquad (11)$$

Pentru a reduce parametrii problemei trecem la mărimi adimensionale și raportăm toate

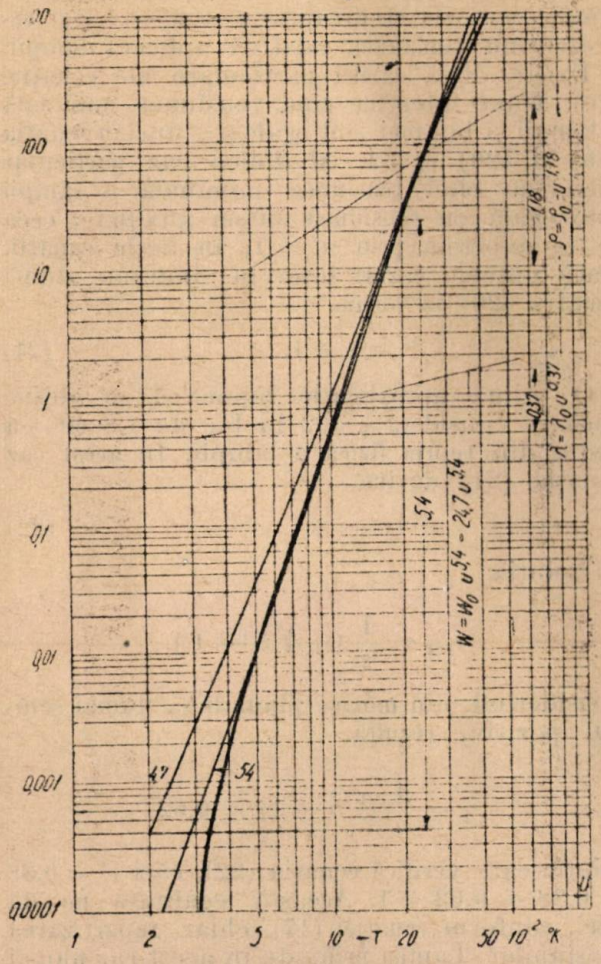


Fig. 5. Variația cu temperatura a parametrilor fizici ai filamentelor din wolfram (în vid).

($u \equiv \tau$)

mărimile la valorile lor în regimul nominal al filamentului în care temperatura este de obicei $T = 2400°K$, ceea ce corespunde la $\tau_n = 1{,}2$.

Debitul de căldură cedat deci prin suporți $q = -\lambda$ grad T, depinde de conductivitatea calorică λ a filamentului și de gradientul de temperatură (16) care, după fig. 5, se poate exprima prin relația:

$$\frac{\lambda}{\lambda_n} = \left(\frac{\tau}{\tau_n}\right)^{0,4}$$

Gradientul de temperatură este aproximativ proporțional cu diferența de temperatură dintre filament și suport, deci cu supratemperatura filamentului. De fapt la temperaturi mari suportul se încălzește și el și diferența de temperatură este mai mică decît supratemperatura filamentului. Intr-o primă aproximație se poate considera că gradientul crește cu puterea 0,8 a supratemperaturii. De altfel se va vedea că alegerea acestei valori nu va influența esențial rezultatul, deoarece influența principală o are radiația, cu un exponent de 5 ori mai mare. Vom trece deci în calculele numerice $\delta = 0{,}4 + 0{,}8 = 1{,}2$.

Raportînd relația (11) la regimul nominal se poate scrie

$$\frac{j^2}{j_n^2} = \frac{I^2}{I_n^2} = i^2 = \left(\frac{\tau}{\tau_n}\right)^{\gamma-\beta-\gamma}. \qquad (11)$$

Dacă se raportează și relația (8) la regimul nominal se poate scrie:

$$\frac{U}{U_n} = u = \frac{j}{j_n}\left(\frac{\tau}{\tau_n}\right)^\beta = i\left(\frac{\tau}{\tau_n}\right)^\beta, \qquad (12)$$

caracteristica lămpii exprimată în mărimile relative u și i se obține prin eliminarea temperaturii numerice τ din relațiile (11) și (12):

$$u = i \cdot i^{\frac{2\beta}{\gamma-\beta-\delta}} = i^\varepsilon, \qquad (13)$$

unde

$$\varepsilon = 1 + \frac{2\beta}{\gamma-\beta-\delta}. \qquad (14)$$

Problema exprimării caracteristicii este astfel rezolvată dacă se poate calcula exponentul în relația (13). Valorile numerice ale exponenților β și δ s-au stabilit mai sus. Inlocuind aceste valori avem:

$$\varepsilon = 1 + \frac{2 \cdot 1{,}2}{5{,}4 - 1{,}2 - 1{,}2} = 1{,}80, \qquad (15)$$

deci caracteristica lămpii se poate exprima cu o bună aproximație prin expresia simplă:

$$u = i^{1,8}. \qquad (16)$$

Această relație urmează a fi verificată prin experiențe pe concret, despre care se va relata mai jos.

Erorile ce pot să apară în stabilirea valorii de 1,8 a exponentului se datoresc în mare parte evaluării exponenților γ și δ, deoarece, după cum se poate vedea din fig. 5, exponenponentul β este constant în domeniul de temperatură considerat. Variația cu temperatura a exponentului γ al radiației se poate urmări de asemenea în fig. 5. Prin măsurări pirometrice sau calorimetrice este posibil să se aprecieze domeniul de temperatură în care funcționează filamentul subtensionat și să se facă eventuale corecturi ale exponentului γ. Eroarea cea mai probabilă provine din aprecierea exponentului δ, care ar putea să varieze

în limitele extreme de $\delta \pm \Delta\delta = 1{,}20 \pm 0{,}20$, deci cu $\pm$ 16,6%. Ori un calcul simplu arată că variații de $\pm$ 0,20 ale numitorului din expresia (15), care includ și posibilități de variație a exponentului γ, duc la variații de $\pm$ 0,05 ($\pm$ 2,72%) ale exponentului 1,8, ceea ce înseamnă conform relației (16), la curentul relativ de $i = 1/2$, o diferență de $u = 0{,}010$, adică $\pm$ 4,5% față de valoarea $u = 0{,}284$, corespunzătoare exponentului 1,8. Astfel de erori maxime în rezultate se pot admite pentru calcule practice. Experiențele urmează a arăta erorile reale ale formulei (16) dedusă teoretic, față de caracteristicile măsurate și ele, bine înțeles, cu oarecari erori.

Calculul circuitului

După ce în faza de pornire, înfășurarea electromagnetului se pune sub întreaga tensiune auxiliară, care ar trebui să fie egală cu tensiunea nominală a bobinei U_{mn}, urmează faza de reținere a armăturii cu un curent redus la aproximativ 30—50%, prin intercalarea unei rezistențe, după propunerea noastră chiar a rezistenței filamentului lămpii de semnalizare. In această fază tensiunea sursei U se împarte potențiometric pe lampă și înfășurare (fig. 6), conform teoremei a doua a lui Kirchhoff:

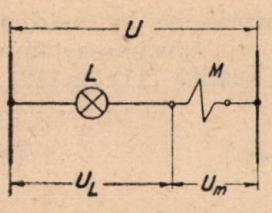


Fig. 6. Schema principială a circuitului.

$$U_r = U_1 + U_m = I\,(R_1 + R_m). \qquad (17)$$

Spre a ajunge la ecuații adimensionale raportăm la tensiunea nominală a lămpii U_{1n} și avem:

$$u_1 + u_m = u_r \qquad (18)$$

unde $u_1 = U_1/U_{1n}$ și $u_m = U_m/U_{1n}$ sînt valorile momentane, variabile cu curentul, ale tensiunilor relative. In schimb u_r este o constantă.

Ecuația (17) se mai poate scrie cu introducerea rezistențelor relative $r_{11} = R_1/R_{1n}$ (variabilă) și $r_m = R_m/R_{1n}$ (constantă):

$$i\,(r_1 + r_m) = u_r \qquad (19)$$

unde curentul relativ $i = I/I_{1n}$ se raportează la curentul nominal al lămpii.

Acum se poate introduce relația (13) a caracteristicii lămpii în calcul, ceea ce dă:

$$i^\varepsilon + i.\,r_m = u_r. \qquad (20)$$

ca ecuație de rezolvat pentru predeterminarea curentului care se va stabili în circuit.

Această ecuație s-ar putea exprima și prin rezistențe relative dacă în relația (18) curentul relativ i s-ar înlocui cu expresia lui din relația (13), ceea ce dă:

$$r_1^{2-\varepsilon} + r_1^{1-\varepsilon} = 1$$

însă această ecuație este mai complicată decît (20).

Caracterul neliniar al problemei reiese în orice caz din forma neliniară a ecuațiilor de rezolvat. Ecuația (20) se poate rezolva grafic căutînd abscisa intersecției dintre caracteristica lămpii $u = i^\varepsilon$ și dreapta $v = u_r - i.\,r_m$, reprezentînd tensiunea relativă aplicată lămpii.

Există două cazuri particulare ale ecuației (20). Unul intervine cînd tensiunea nominală a lămpii și bobinei sînt egale și atunci în ecuația (19) și (20) $r_m = 1$. Al doilea caz particular intervine cînd tensiunea nominală a lămpii este egală cu tensiunea sursei auxiliare, ceea ce se exprimă prin $u_r = 1$, în acele ecuații. Dacă ambele cazuri intervin simultan, atunci ecuația (20) ia forma

$$i^\varepsilon + i = 1. \qquad (21)$$

O primă aproximație numerică se obține dacă se consideră $\varepsilon = 2$ în loc de 1,8 cît s-a dedus din teoria fizică a lămpii. In acest caz ecuația (21) devine

$$i^2 + i = 1 \qquad (22)$$

cu soluția

$$i_{1,2} = \frac{1}{2}\,(\pm\sqrt{5} - 1).$$

Considerînd, din motive plauzibile, numai semnul pozitiv, rezultă

$$i_1 = \frac{1}{2}\,(\sqrt{5} - 1) = 0{,}62$$

soluție care verifică ecuația (22), căci $i^2 = 0{,}38$ și $0{,}38 + 0{,}62 = 1$. Această egalitate ne dă deci, conform ecuației (17) chiar repartizarea tensiunilor. Lampa primește în acest caz numai 38% din tensiunea sursei, pe cînd bobina rămîne cu 62% din acea tensiune. Dacă s-ar cere o altă repartizare ar trebui să se aleagă sau o lampă cu alt curent nominal, în care caz $r_m = 1$, sau o lampă cu altă tensiune nominală, decît cea a rețelei auxiliare. In ambele cazuri, în loc de ecuația (21) trebuie să se rezolve ecuațiile (20).

Experiențe de confirmare a teoriei

Teoria dezvoltată mai sus se poate aplica practic sub rezerva de a se verifica prin experiențe întru cît corespunde caracteristica neliniară a lămpii expresiei (13) și a se controla valoarea exponentului care din teorie a rezultat a fi 1,8. In acest scop s-au întreprins experiențe de laborator pe diferite lămpi de semnalizare de 120 și 240 V, 15 W, fabricația Steaua

Electrică Fieni. In fig. 7 se arată caracteristicile unei lămpi de 120 V și 15 W în valori absolute și relative. S-a constatat experimental că lampa arde cu o lumină suficientă pentru

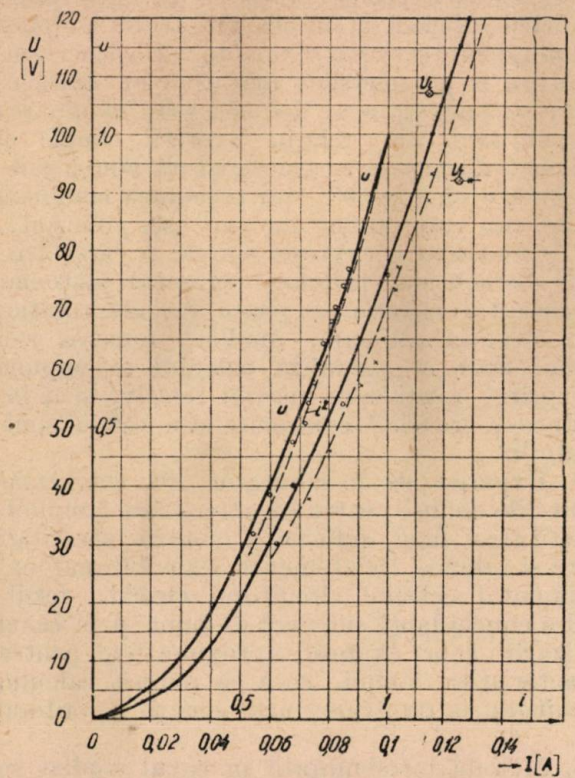


Fig. 7. Caracteristicile lămpilor de semnalizare de 120 V 15 W : $U = f(I)$ – caracteristica absolută ; $u = f(i)$ – caracteristica relativă

nevoi de semnalizare dacă are la borne o tensiune de 50% din tensiunea sa nominală.

Pentru a verifica valoarea teoretică a exponentului observăm că pentru $i = 0{,}5$ din experiență, rezultă o valoare $u = 0{,}288$. Din calcule cu exponentul 1,8 a rezultat o valoare $u = 0{,}284$ după cum s-a arătat mai sus, ceea ce înseamnă o diferență foarte mică de minus 1,4%, mai mult decît satisfăcătoare.

Pentru a arăta că și aproximația $\varepsilon = 2$ dă încă valori acceptabile pentru calcule practice, în fig. 7 s-a introdus și curba $u = i^2$, care diferă numai pentru valori mici ale curentului relativ i de curba experimentală a caracteristicii relative și trece pentru $i = 0{,}5$ prin punctul $u = 0{,}25$ cu o eroare de — 13,3% față de valoarea constantă experimentală. De menționat că aceasta este valoarea maximă în domeniul de curent $0{,}5 < i < 1{,}5$.

Din cele de mai sus se poate conclude că expresia (13) a caracteristicii se poate întrebuința pentru calcule fizice. Pentru calcule tehnice aproximative se poate lucra și cu exponentul întreg 2, care simplifică în mod considerabil calculul analitic.

O altă serie de experiențe au privit verificarea repartizării tensiunii pe lampa de semnalizare legată în serie cu o bobină de contactor. Avînd datele : 3630 spire, Cu-E ⌀ 0,2 mm, $R_m = 310\ \Omega$, din datele lămpii de semnalizare, anume $U_{1n} = 120$ V și $I_{1n} = 0{,}125$, rezultă : $R_{1n} = 960\ \Omega$; $r_m = 310/960 = 0{,}323$; $u_r = 1$. Experimental s-a constatat stabilirea unui curent de 0,11 A în circuit, ceea ce corespunde la o valoare $i = 0{,}110/0{,}125 = 0{,}88$. Dacă se consideră $\varepsilon = 2$, ecuația (20) devine

$$i^2 + i \cdot r_m = 1$$

din care se calculează $u = 0{,}85$ cu o eroare de — 3,5% față de experiment. Rezolvarea grafică a ecuației de mai sus cu exponentul 1,8 dă o valoare $i = 0{,}865$, mai apropiată de cea constatată experimental.

Ca *aplicație* să considerăm că se cere a se stabili caracteristicile nominale ale unei lămpi de semnalizare, care să funcționeze după schema din fig. 4, simultan ca reductoare de curent, în serie cu o bobină de contactor avînd $R_m = 530\ \Omega$, dacă sursa auxiliară este de 120 V curent continuu. Pentru rezolvare se consideră drept curent de reținere o fracțiune determinată din curentul nominal al bobinei, de exemplu $I = 0{,}4\ I_{mn} = 0{,}4\ U_r/R_m = 0{,}4.\ 120/530 = 0{,}091$ A. Calculînd cu mărimi absolute, căci nu cunoaștem încă tensiunea de referință U_{1n}, din relația (17) deducem rezistența la care trebuie să lucreze lampa sub acest curent

$$R_1 = \frac{U_r}{I} - R_m = R_m\left(\frac{1}{0{,}4} - 1\right) = 1{,}5 R_m = 800\ \Omega ;$$

căderea de tensiune pe lampă ar fi în acest caz $U_1 = 0{,}091 \cdot 800 = 73$ V. Lampa urmînd a fi subtensionată, dar trebuind să ardă cu cel puțin 50% din tensiunea sa nominală, s-ar putea alege cu $U_{1n} = 100 \div 120$ V. La $U_{1n} = 120$ V ar corespunde $u = 73/120 = 0{,}61$. Din expresia caracteristicii relative (13) cu exponentul 2 se obține $i = \sqrt{u} = I_{1n} = I/i = 0{,}091/0{,}78 = 0{,}117$ A, iar puterea nominală a lămpii $P_{1n} = U_{1n} \cdot I_{1n} = 120.\ 0{,}117 = 14$ W. Se alege astfel o lampă de 120 V și 15 W, care va îndeplini condițiile impuse. Incercările experimentale au confirmat calculele și buna funcționare a schemei.

Generalizări

Calculele teoretice dezvoltate mai sus permit o generalizare importantă. Anume, în tehnica modernă se introduc din ce în ce mai multe elemente de circuit neliniare, sub formă de tuburi electronice, mașini și tuburi amplificatoare, redresoare, semiconductori (tranzistori termistori, rezistențe variabile cu tensiunea) bobine saturate (transductori) etc. [1]. In toate aceste cazuri dacă este posibil a se exprima analitic caracteristica de tensiune-curent printr-o funcție simplă calculul circuitului se poate efectua în felul arătat mai sus.

În analogie cu teoria convecției termice este extrem de important a se aplica teoria similitudinii [17], a se calcula cu mărimi adimensionale și cu „ criterii " între care se stabilesc relații de o mare generalitate [18].

Dacă în circuit există un singur element neliniar este avantajos a se lua acel element ca referință și a stabili parametrii restului de elemente liniare pentru fiecare punct al caracteristicii neliniare [19]. Dacă există mai multe elemente neliniare grupate în mod convenabil ele se pot înlocui cu un singur element neliniar echivalent, pasiv sau activ. Cazurile mai complicate urmează a fi analizate în detaliu.

In general în rețele cu elemente neliniare nu este valabil principiul suprapunerii cauzelor și efectelor. Deci multe teoreme din teoria rețelelor care se bazează pe acest principiu nu se pot aplica.

In consecință, calculul rețelelor neliniare nu este simplu și pot interveni dificultăți neașteptate. Se impune totuși a se dezvolta o teorie suficient de generală din care să se deducă metode de calcul pentru rezolvarea circuitelor neliniare. In literatura tehnică de specialitate [19] se pot observa tendințe interesante în acest sens [20]. Contribuții teoretice generale la acest domeniu [21] sînt și vor rămîne foarte interesante dacă vor ține seama în mod suficient de fenomenologia fizică și de necesitățile tehnice.

Concluzii

1. Electromagneții joacă un rol important în circuite electrice de comandă și supraveghere din schemele de acționări și automatizări. Mișcarea armăturii are o influență complexă asupra circuitului de excitație a electromagnetului, impedanța variind în limite largi, mai ales la curent alternativ. Fenomenul electrodinamic fiind complicat de mișcarea armăturii, pentru necesități practice se calculează cu armătura staționară neatrasă sau atrasă.

2. Curentul de reținere a armăturii în stare atrasă este o fracțiune de 1/4 — 1/3 din curentul de pornire. In circuite de curent alternativ, variația reactanței bobinei autoreglează curentul de reținere, deoarece cu armătura atrasă fluxul magnetic este puternic și reactanța mare. La curent continuu, cu ajutorul unor contacte auxiliare „de reținere", se introduce de obicei o rezistență în serie cu bobina electromagnetului. In instalații de comandă de la distanță, poziția contactorilor semnalizîndu-se cu ajutorul unor lămpi, s-a impus ideea întrebuințării lămpilor de semnalizare drept rezistențe în serie cu bobinele de acționare. Condițiile de îndeplinit sînt : reducerea în limite prescrise a curentului bobinei în faza cu armătura atrasă, luminozitate suficientă a lămpii și subtensionarea convenabilă a acesteia cu scopul de a mări durata de viață.

3. Curentul care se stabilește într-un circuit conținînd lămpi subtensionate depinde de caracteristica neliniară a lămpilor și practic nu se poate predetermina prin calcul decît dacă se reușește a se exprima caracteristica sub o formă analitică suficient de simplă. Din teoria lămpilor incandescente și ținînd seama de variația cu temperatura a parametrilor materialelor filamentelor, se reușește a se deduce, prin eliminarea temperaturii din relații, expresii simple și suficient de exacte a caracteristicii lămpii subtensionate pînă la 50% din tensiunea nominală limită sub care lumina nu mai este suficientă.

4. Cunoscînd o expresie simplă a caracteristicii elementului neliniar, curentul staționar în circuitul electric se poate calcula soluționînd ecuația neliniară, analitic, numeric sau grafic. Spre a generaliza calculul se impune a exprima relațiile în mărimi relative și a introduce „ criterii " cunoscute din teoria similitudinii.

5. Experiențele de laborator au comfirmat expresiile deduse pentru caracteristica lămpilor, exactitatea fiind suficientă pentru necesități fizice și tehnice. De asemenea s-a confirmat experimental calculul circuitului electric, rezultînd o concordanță suficient de bună și în cazul utilizării unor expresii aproximative pentru caracteristica lămpii, ceea ce reduce calculul circuitului la rezolvarea unei ecuații de ordinul doi.

6. Metoda întrebuințată în cazul studiat se poate generaliza la circuite cu elemente neliniare, al căror studiu este în prezent urmărit cu interes în literatura de specialitate.

Bibliografie:

[1] *L. P. Petrov* : Schemî contactornovo upravlenia electroprivodami, Gosenergoizdat, Moscova — Leningrad,1953

[2] *M. A. Babicov* : Aparate electrice I, Ed. Energ. St., București, 1953.

[3] *D. Damsker* : Acționarea electrică, Ed. Energ. St. București, 1955.

[4] *H. C. Rothers* : Electromagnetic devices, Viley S., New-York, 1948.

[5] *E. Jasse* : Die Elektromagnete, Springer, Berlin, 1930.

[6] *M. A. Gavrilov* : Teoria relee contactnih schem, Izd. Acad. Nauc, Moscova, 1950.

[7] *G. Moisil* : Teoria algebrică a funcționării schemelor cu contacte de relee din mai mulți timpi, Studii și Cercetări matematice 6 (1955) 1—2,5—53.

[8] *G. Moisil* : Contribuții la teoria algebrică a mecanismelor automate, Bul. științific. Acad. R.P.R. Seria Matem. Fizică, 7 (1955) 2, 183—230.

[9] *A. I. Builov* : Osnovîi electroapparatostroenia, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1947.

[10] *I. Langmuir, H. Jones* : The characteristics of Tungsten filament as function of temperature, Gen. electr. Rev. 30 (1927) 6,310—19; 8,354—61.

[11] *N. A. Kapțov* : Electriceschie iavlenie v gazahi vacuume Gostehizdat, Moscova — Leningrad, 1950.

[12] *B. M. Țariev* : Rasciot i construirovanie electronîh lamp, Gosenergoizdat, Moscova — Leningrad, 1952.

[13] *A. Avramescu* : Beiträge zur Erwärmungsberechnung elektrischer Leiter. Habil. Diss. T. H. Dresden 1943. Bul. Inst. Rom. Energ., 11 (1943) 3/4, 301—412.

[14] *M. Tranchecoste* : Applications des lois de l'incandescence au calcul des filaments des lampes électriques, Bull. Soc. franç. Électr. S. 4, T. 10 (1930) 109, 1002-5.

[15] *R. Grigorovici, A. Roth*: Stabilirea formulelor de proiectare a lămpilor cu incandescență cu vid. Rev. Tehn. — Electricitatea, 2 (1952) 11—12, 26—35.
[16] *I. Langmuir, S. B. Taylor*: Thermal conductivity of Tungsten and heat dissipation of filaments through connesctions at low temperatures, Phys. Rev., 50 s. 2 (1935), 68—87.
[17] *M. A. Miheev*: Osnovîi teploperedaci, ed. 2, Gosenergoizdat, Moscova — Leningrad, 1949.
[18] *L. S. Eigenson*: Modelirovanie, Sov. Nauca, Moscova — Leningrad, 1952.
[19] *G. A. Ginsburg*: Sintez nekatorîh nelinneinih țepii, Electricestvo, 1953, 2, 48 — 55.
[20] *G. E. Puhov, S. P. Amonosova*: K rasciotu nelineinih țepi peremennovo i pastaiannovo toka, Electricestvo, 1954, 10, 39—44.
[21] *P. Aigrain*: Generalités sur les éléments non-linéaires, Onde électr., 34 (1954) 7, 555—8.

★

РАСЧЕТ ЦЕПЕЙ С ЭЛЕКТРОМАГНИТАМИ И НИЗКОВОЛЬТНЫМИ ЛАМПАМИ

Резюме

Предлагается снижение тока „срабатывания" ярма контакторов и реле которые применяются в схемах автоматизации, используя в качестве добавочных сопротивлений нить накала сигнализирующих ламп. Для облегчения расчета цепей выводится простое аналитическое выражение характеристик ламп для которого получается опытное доказательство. Даются примеры практических задач, решаемые предлагаемым методом. Такой метод можно использовать и для расчета нелинейных цепей вообще.

★

BERECHNUNG DER STROMKREISE MIT ELEKTROMAGNETEN UND UNTERGESPANNTEN LAMPEN

Zusamenfassung

Es wird vorgeschlagen den „Anzug" Strom der Schützenanker und Relaisanker, die bei Automatisierungschaltungen gebraucht werden, herabzusetzen, und als Vorwiderstand den Glühfaden der Lampen zu gebrauchen. Um die Berechnung der Stromkreise zu erleichtern wird ein einfacher analytischer Ausdruck für die Arbeitskennlinie der Lampe abgeleitet, welches durch praktischen Versuch seine Bestätigung findet. Es werden als Beispiel praktische Probleme dargestellt, die mit Hilfe der vorgeschlagenen Methoden lösbar sind und die auch auf nichtlineare Stromkreise im allgemeinen ausgedehnt werden können.

Determinarea experimentală a reactanței homopolare a mașinii sincrone trifazate

Ing. C. BĂLĂ

621.322.011.3

Se prezintă, mai întîi, metodele cunoscute pentru determinarea experimentală a reactanței homopolare a mașinii sincrone trifazate și anume: metoda alimentării monofazate a înfășurării indusului conectată în triunghi deschis, metoda dată de V. A. Tolvinski-D. V. Efremov și metode dată de Lomonsova-Raita. Se propune o metodă nouă pentru determinarea experimentală a reactanței homopolare: la încercarea mașinii în scurcircuit bifazat și monofazat, se măsoară intensitatea curentului I_{k1}, respectiv I_{k2} prin fazele scurtcircuitate și anumite „puteri fictive"; din acestea se determină reactanța homopolara. Metoda propusă se aplică și la mașinile nesimetrice și nu necesită o sursă externă.

Determinarea comportării mașinii sincrone trifazate în diferitele regimuri, se poate face pe baza ecuațiilor tensiunilor mașinii sincrone și a ecuațiilor care rezultă din condițiile de funcționare.

In studiul mașinii sincrone nesimetrice (mașina sincronă nesimetrică are reactanța supratranzitorie longitudinală X_d'', diferită de reactanța supratranzitorie transversală X_q'') se înlocuiesc tensiunile la bornele fazelor și curenții prin înfășurările indusului, prin alte sisteme de componente; dintre acestea sînt importante de menționat sistemul de componente (d,q,o) și sistemul de componente (α,β,o); coordonatele simetrice $(o,1,2)$ sînt practice cînd tensiunile la bornele fazelor și curenții în indus, variază sinusoidal în timp.

In sistemele $(o, 1, 2)$, (α,β,o), (d,q,o) componentele o se definesc în mod identic; în toate aceste sisteme raportul dintre componenta o a armonicii fundamentale (în cuadratură cu armonica fundamentală a componentei curentului) a tensiunii și componentei o a armonicii fundamentale a curentului, este același și prin definiție reprezintă reactanța homopolară a mașinii sincrone trifazate. Determinarea acestui parametru al mașinii sincrone, care este același în toate sistemele menționate, este necesară spre a putea descrie comportarea mașinii prin aceste sisteme de componente.

1. Metodele cunoscute pentru determinarea experimentală a reactanței homopolare X_0

Pentru determinarea experimentală a reactanței homopolare au fost propuse mai multe metode: metoda alimentării monofazate a înfășurării statorului conectată în triunghi deschis, metoda dată de V. A. Tolvinski și D. V. Efremov și metoda dată de Lomonosova — Raita.

1. Metoda alimentării monofazate a înfășurării statorului conectată în triunghi deschis (fig. 1). Mașina sincronă are înfășurarea statoru-

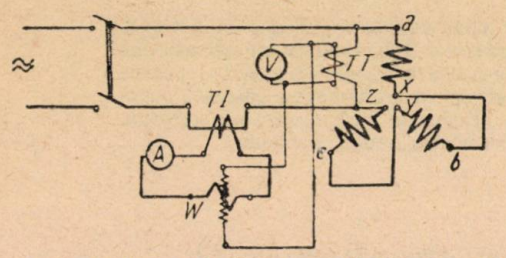


Fig. 1. Schema de conexiuni a mașinii sincrone trifazate pentru determinarea reactanței homopolare X_0 prin metoda alimentării monofazate a înfășurării statorului, conectată în triunghi deschis.

lui conectată în triunghi deschis, iar înfășurarea rotorului este scurtcircuitată. La bornele înfășurării statorului se aplică o tensiune sinusoidală u, de frecvență nominală. Rotorul mașinii este în repaus, sau este rotit cu viteza nominală. Reactanța homopolară se determină astfel:

$$X_0 = \sqrt{\left(\frac{U}{3I}\right)^2 - \left(\frac{P}{3I^2}\right)^2} \qquad (1)$$

unde U este tensiunea efectivă de la bornele înfășurării statorului conectată în triunghi deschis;

I — valoarea efectivă a curentului prin înfășurarea statorului;

P — puterea luată de mașină de la sursă.

Metoda se aplică atît la mașinile sincrone simetrice, cît și la cele nesimetrice. Metoda este simplă și reactanța se calculează ușor; dezavantajul metodei constă în folosirea unei surse externe de tensiune sinusoidală, de o anumită valoare efectivă și de anumită putere.

2. Metoda dată de V. A. Tolvinski și D. V. Efremov. Din încercarea mașinii sincrone în gol, în scurtcircuit bifazat și în scurtcircuit monofazat, la același curent de excitație, se măsoară tensiunea E indusă la funcționarea în gol a mașinii în înfășurarea indusului, intensitatea curentului I_{k2} la scurtcircuit bifazat și intensitatea curentului I_{k1}, prin faza scurtcircuitată la încercarea în scurtcircuit monofazat.

Reactanța homopolară se determină din:

$$X_0 = E\left(\frac{3}{I_{k1}} - \frac{\sqrt{3}}{I_{k2}}\right). \qquad (2)$$

Metoda se demonstrează numai pentru mașinile sincrone simetrice (mașinile sincrone simetrice au reactanțele supratranzitorii egale $X''_d = X''_q$). Folosirea acestei metode pentru determinarea reactanței homopolare X_0 la mașinile sincrone nesimetrice, conduce la rezultate greșite.

Această metodă se aplică la un număr limitat de mașini sincrone, care prin construcție sînt simetrice (de menționat că mașinile sincrone cu polii înecați, nu sînt toate mașini simetrice); dezavantajul metodei constă și în faptul că trebuie cunoscute reactanțele supratranzitorii ale mașinii spre a preciza dacă mașina este sau nu simetrică.

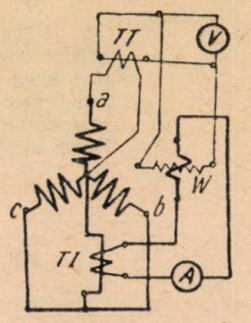


Fig. 2. Schema de conexiuni a mașinii sincrone trifazate pentru determinarea reactanței homopolare X_0 prin metoda scurtcircuitării independente a două faze.

3. Metoda dată de Lomonosova — Raita (fig. 2). Se consideră mașină sincronă care are două faze scurtcircuitate la nul. Din măsurătorile făcute, reactanța homopolară se determină astfel:

$$X_0 = \sqrt{\left(\frac{U_{a_0}}{I_d}\right)^2 - \left(\frac{P_s}{I_d^2}\right)^2} \qquad (3)$$

unde:

U_{a_0} este tensiunea la bornele fazei libere:

I_d — intensitatea curentului prin conductorul care scurtcircuitează cele două faze la nul.

P — puterea fictivă măsurată cu un wattmetru conectat astfel încît bobina de curent este străbătută de curentul I_d, iar la bornele bobinei de tensiune s-a conectat tensiunea U_{a_0}.

In această formă, metoda se aplică numai la mașinile simetrice.

Spre a aplica această metodă și la mașinile sincrone nesimetrice, U_{a_0} și I_d din relația (3) trebuie să reprezinte armonicile fundamentale ale tensiunii u_a, respectiv a curentului i_d, iar P este puterea fictivă corespunzătoare armonicilor fundamentale. Determinarea armonicilor fundamentale ale tensiunii și curentului se face prin analizarea oscilogramelor tensiunii și curentului.

Uneori influența armonicilor superioare este neglijabilă; alteori neconsiderarea armonicilor superioare conduce la erori în plus, sau în minus în ceea ce privește determinarea reactanței homopolare.

Metoda nu se poate aplica în general, deși prezintă avantajul că experiența nu necesită o sursă externă de tensiune sinusoidală.

II. Determinarea experimentală a reactanței homopolare X_0 prin metoda „puterilor fictive" măsurate la încercarea mașinii în scurtcircuit bifazat și monofazat

Prin încercarea mașinii sincrone în scurtcircuit bifazat, se poate măsura media aritmetică a reactanțelor supratranzitorii[1] (v. anexa) astfel:

$$\frac{X''_d + X''_q}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{P_{a0}}{I^2_{k2}} \qquad (4)$$

unde:

P_{a0} este puterea fictivă măsurată de un wattmetru conectat ca în schema din fig. 3:

I_{k2} — intensitatea curentului prin fazele scurtcircuitate.

Prin încercarea mașinii în scurtcircuit monofazat se poate determina direct din măsurătorile

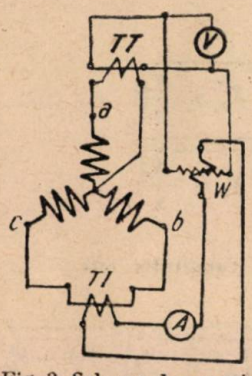


Fig. 3. Schema de conexiuni a mașinii sincrone trifazate la încercarea în scurtcircuit între două faze.

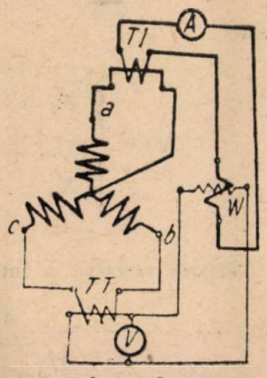


Fig. 4. Schema de conexiuni a mașinii sincrone trifazate la încercarea în scurtcircuit monofazat.

făcute, suma reactanțelor supratranzitorii și a reactanței homopolare (v. anexa):

$$X''_d + X''_q + X_0 = \sqrt{3}\,\frac{P_{bc}}{I^2_{k1}} \qquad (5)$$

unde:

I_{k1} este intensitatea curentului prin faza scurtcircuitată:

P_{bc} — puterea fictivă măsurată de un wattmetru conectat ca în schema din fig. 4, astfel încît la bornele bobinei de tensiune se aplică tensiunea dintre fazele libere, iar bobina de curent este străbătută de curentul care trece prin faza scurtcircuitată.

Din aceste încercări se poate determina reactanța homopolară, astfel:

$$X_0 = \sqrt{3}\left(\frac{P_{bc}}{I^2_{k1}} - \frac{P_{bc}}{I^2_{k1}}\right). \qquad (6)$$

Avantajele acestei metode sînt următoarele:

— pentru determinarea reactanței homopolare, nu este necesară o sursă externă de tensiune sinusoidală și de putere anumită;

— metoda nu folosește oscilograme, a căror prelucrare poate introduce erori;

— reactanța homopolară a mașinii sincrone nesimetrice se determină fără vreo corecție a valorilor măsurate; metoda este demonstrată pentru cazul general al mașinii sincrone ideale (v. anexa).

III. Încercările experimentale și rezultatele obținute

Pentru exemplificarea celor prezentate anterior, s-au încercat trei mașini sincrone, ale căror caracteristici sînt trecute în tabela 1.

Tabela 1

Mașina		Puterea kVA	Tensiunea V	Frecvența Hz	Nr. de poli	Tipul de construcție
*) M'	a	50	328/220	50	4	Cu poli înecați și colivie amortizoare
	b	50	760/440	50	4	
M''		220	1000/577	50	6	Cu poli ieșiți și colivie amortizoare

Reactanțele homopolare X_0 calculate din măsurătorile făcute la încercarea mașinii prin metodele cunoscute pînă în prezent și prin metoda propusă în lucrare, pentru mașinile prezentate în tabela 1, se dau în tabela 2.

Tabela 2

	Metoda prin care s-a determinat reactanța homopolară		Mașina M'_a	Mașina M'_b	Mașina M''
1	Metoda alimentării monofazate a înfășurării statorului conectată în triunghi deschis		0,298	1,25	0,64
2	Metoda puterilor fictive măsurate la încercarea mașinii în scurtcircuit bifazat și monofazat . . .	X_0 Ω	0,310	1,26	0,65
3	Metoda dată de Tolvinski și Efremov		0,406	1,08	0,15
4	Metoda dată de Lomonosova-Raita		0,315	1,27	0,58

Din rezultatele experimentale se obțin următoarele concluzii:

a) prin metoda dată de V. A. Tolvinski și D. V. Efremov se determină reactanța homopolară cu erori foarte mari pentru mașinile sincrone încercate; chiar la mașinile cu polii înecați,

[2]) Mașina M' prezenta două înfășurări trifazate în stator care se puteau conecta, fie în paralel (spre a se obține tensiunea 380/220 V în regim nominal), fie în serie pentru tensiunea 760/440 V).

eroarea cu care se determină reactanța homopolară ajunge la 30%;

b) prin metoda dată de Lomonosova-Raita, fără a considera influența armonicilor superioare, s-au obținut valori apropiate de valorile reale ale reactanței homopolare (determinată prin metoda alimentării monofazate a înfășurării statorului conectată în triunghi deschis) numai la mașina cu polii înecați; considerarea influenței armonicilor superioare este dificilă și nepractică;

c) metoda puterilor fictive care se propune în lucrare, este practică spre a determina reactanța homopolară atît la mașinile cu polii plini, cît și la mașinile cu polii ieșiți; prin metoda puterilor fictive se consideră influența armonicilor superioare; la încercarea mașinii sincrone nu este necesară o sursă externă.

Anexa

Se consideră mașina sincronă ideală cu înfășurări amortizoare în axa polilor inductori și în axa neutră a polilor inductori; se presupune ca rezistența înfășurării indusului este mică în raport cu reactanțele supratranzitorii. Se consideră că rotorul mașinii are o viteză constantă și mașina funcționează în regim permanent.

1. *Scurtcircuit între două faze* (fig. 3). Intensitatea curentului prin fazele scurtcircuitate este:

$$i_{k2} = \frac{E_m \sqrt{3}}{X_d + \sqrt{X_d'' X_q''}} \sum_{\upsilon=1}^{\infty} b_{LL}^{\upsilon-1} \sin (2\upsilon - 1)\, \omega t \qquad (8)$$

iar tensiunea la bornele fazei libere [5] este:

$$u_{a0} = 2E_m \frac{\sqrt{X_d'' X_q''}}{X_d + \sqrt{X_d'' X_q''}} \sum_{\upsilon=1}^{\infty} (2\upsilon - 1)\, b_{LL}^{\upsilon-1} \sin (2\upsilon - 1)\, \omega t \qquad (8)$$

unde:

E_m este amplitudinea tensiunii induse la funcționarea în gol a mașinii;

X_d — reactanța sincronă longitudinală;

X_d'' — reactanța supratranzitorie longitudinală;

X_q'' — reactanța supratranzitorie transversală;

$b_{LL} = \dfrac{X_d'' - X_q''}{X_d'' + X_q''}$ — raportul armnonicilor ce se succed din intensitatea curentului.

Valoarea efectivă a intensității curentului este:

$$I_{k2} = \frac{E\sqrt{3}}{X_d + \sqrt{X_d'' X_q''}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - b_{LL}^2}} \qquad (9)$$

Wattmetrul conectat ca în schema din fig. 3, măsoară media puterii fictive $p_{a0} = u_{a0} \cdot i_{k2}$ și anume:

$$P_{a_0} = \frac{2\sqrt{3}\, E^2 \sqrt{X_d'' X_q''}}{\left(X_d + \sqrt{X_d'' X_q''}\right)^2} \cdot \frac{1 + b_{LL}^2}{\left(1 - b_{LT}^2\right)^2}. \qquad (10)$$

Raportul din relația (4) devine:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{P_{a_0}}{I_{k2}^2} = \sqrt{X_d'' X_q''} \cdot \frac{1 + b_{LL}^2}{1 - b_{LL}^2}$$

Înlocuind pe b_{LL} cu expresia dată anterior se obține relația[4].

2. *Scurtcircuit independent al unei faze* (fig. 4). Intensitatea curentului prin faza scurtcircuitată [5] este:

$$i_{k1} = \frac{3E_m}{X_d + \frac{X_0}{2} + \sqrt{\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)\left(X_q'' + \frac{X_0}{2}\right)}} \times \sum_{\upsilon=1}^{\infty} b_{L_0}^{\upsilon-1} \sin (2\upsilon - 1)\, \omega t \qquad (11)$$

iar tensiunea între bornele fazelor libere este:

$$u_{bc} = 2\sqrt{3} E_m \frac{\sqrt{\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)\left(X_q'' + \frac{X_0}{2}\right)}}{X_d + \frac{X_0}{2} + \sqrt{\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)\left(X_q'' + \frac{X_0}{2}\right)}} \times \sum_{\upsilon=1}^{\infty} (2\upsilon - 1)\, b_{L0}^{\upsilon-1} \sin (2\upsilon - 1)\, \omega t \qquad (12)$$

unde

$$b_{L_0} = \frac{\sqrt{X_d'' + \frac{X_0}{2}} - \sqrt{X_q'' + \frac{X_0}{2}}}{\sqrt{X_d'' + \frac{X_0}{2}} + \sqrt{X_q'' + \frac{X_0}{2}}}.$$

Valoarea efectivă a intensității curentului este:

$$I_{k_0} = \frac{3E}{X_d + \frac{X_0}{2} + \sqrt{\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)\left(X_q'' + \frac{X_0}{2}\right)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - b_{L_0}^2}} \qquad (13)$$

Wattmetrul conectat ca în schema din fig. 4 măsoară media puterii fictive $p_{bc} = u_{bc} \cdot i_{k1}$ și anume:

$$P_{bc} = 2.3.\sqrt{3} E^2 \frac{\sqrt{\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)\left(X_q'' + \frac{X_0}{2}\right)}}{X_d + \frac{X_0}{2} + \sqrt{\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)}} \times \frac{1 + b_{L_0}^2}{1 - b_{L_0}^2} \qquad (14)$$

Raportul din relația (5) devine:

$$\sqrt{3}\, \frac{P_{bc}}{I_{k1}^2} = 2 \sqrt{\left(X_d'' + \frac{X_0}{2}\right)\left(X_q'' + \frac{X_0}{2}\right)} \cdot \frac{1 + b_{L_0}^2}{1 - b_{L_0}^2}. \qquad (15)$$

Înlocuind pe b_{L_0} în funcțiile de reactanțele supratranzitorii și reactanța homopolară, se obține relația (5).

Bibliografie

[1] *Gheorghiu I. S.*: Mașini electrice, Institutul Politehnic, București, 1954.

[2] *Kostenko M. P.*: Electriceskie masini, D. E. I., Leningrad — Moscova, 1949.

[3] *Jerve C. K.*: Incercările industriale ale maşinilor electrice, OPED, Bucureşti.

[4] *Thomas W. A.*: Negative-sequense reactances of synchronous machines, Transactions AIEE, 1936.

[5] *Ching M. K.* şi *Adkins B.*: Transient theorie of synchronous generators, under umbalanced conditions, The Proceedings of Inst. of. El. Eng., 1954, part. IV.

★

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ РЕАКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НУЛЕВОГО СЛЕДОВАНИЯ ФАЗ ТРЕХФАЗНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН

Резюме

В статье рассматриваются известные методы для экспсриментального определения реактивеого сопротивления нулевого следования фаз трехфазной синхр нной машины, а именно: метод однофазного питания обмоток статора. соединенных в открытый треугольник, метод предложенный В. А. Толвинском—Д. В. Эфремовым и метод предложеный Ломоносовой-Райтой.

Пр длагается новый метод для экспериментального определения реактивного сопротивления нулевого следования фаз: при испытании машины в однофазном и двухфазном коротких замыканиях. измеряетса тйк I_{k1}, соответственно I_{k2} короткозамкнутых фаз. и некоторые „фиктивные мощности", из которых определяетсб реактивное сопротивление нулевого следования фаз.

★

EXPERIMENTALLE BESTIMMUNG DER GLEICHPOLREAKTANZ DER DREHSTROMSYNCHRONMASCHINE

Zusamenfassung

Es werden zunächst die bekannten Methoden für die experimentalle Bestimmung der Gleichpolreaktanz einer Drehstrom-Synchronmaschine dargestellt, und zwar: die Methode der Einphasen-Speisung der Ankerwicklung mit offener Dreieck-Schaltung, wie auch die von V. A. Tolvinski-D. V. Efremov und Lomonosova-Raita, angegebenen Methoden.

Für die experimentalle Bestimmung der Gleichpolreaktanz wird eine neue Methode vorgeschlagen: bei Prüfung der Maschine unter zweiphasigen und einphasigen Kurzschluss, wird die Stromstärke I_{k2} beziehungsweise I_{k1} mittels der Kurzgeschlossenen Phasen und gewisser „scheinbarer Leistungen" gemessen, daraus wird dann die Gleichstromreaktanz bestimmt. Die vorgeschlagene Methode kann für asymetrische Maschinen angewendet werden und benötig tkeine äussere Quelle.

Nomograma pentru determinarea intensităţii cîmpului H în dinţii maşinilor electrice

Ing. I. NOVAC

538.122 : 518.3 : 621.313.042.3

După o scurtă trecere în revistă a metodelor indicate de literatură pentru determinarea t.m.m. în dinţii maşinilor electrice, autorul propune o nomogramă pentru a fi utilizată la calculul intensităţii de cîmp H_d şi a inducţiei reale B_d, cînd se cunosc inducţia B_d' şi coeficientul secţiunilor K_d. Se indică construcţia şi modul de folosire al nomogramei. Articolul este însoţit de nomogramele corespunzătoare pentru trei calităţi diferite de tole utilizate în construcţia maşinilor electrice.

Pentru determinarea intensităţii cîmpului H în dinţii maşinilor electrice, la o înălţime de dinte h, literatura indică folosirea relaţiei

$$B_d' = B_d + \mu_0 \cdot K_d \cdot H_d \quad (1)$$

unde

B_d' este inducţia aparentă (ideală) în dinte, la înălţimea de dinte considerată;

B_d — inducţia reală în dinte, la aceeaşi înălţime de dinte;

H_d — intensitatea cîmpului magnetic, la aceeaşi înălţime de dinte;

K_d — raportul dintre secţiunea crestăturii S_d şi secţiunea dintelui S_c, la aceeaşi înălţime de dinte:

$$K_d = \frac{S_c}{S_d} . \quad (2)$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

Determinarea intensităţii cîmpului H_d şi a inducţiei reale în dinte B_d cu ajutorul relaţiei (1) şi a curbei de magnetizare este cunoscută. Valorile lui H_d şi B_d se pot calcula exact, în schimb procedeul este migălos, ceea ce desigur reprezintă un dezavantaj pentrucalculele practice.

In literatură, pentru rezolvarea mai rapidă a problemei, este indicată o nomogramă cu ajutorul căreia se pot determina, pentru B_d' şi K_d cunoscuţi, valorile lui H_d şi B_d [3]. Nomograma prezintă un oarecare neajuns prin aceea că se utilizează sistemul de coordonate oblice, precum şi prin aceea că, axa inducţiei pornind de la valoarea $B_d = 0$, gradaţiile axei H sînt prea apropiate pe porţiunea valorilor mici ale intensităţii de cîmp.

In cele ce urmează, se propune o nomogramă cu ajutorul căreia se pot determina cu precizie suficientă pentru calculele practice valorile lui H_d și B_d, pornind de la B_d' și K_d.

Construcția nomogramei propuse. In fig. 1—3 s-au reprezentat trei nomograme corespunză-

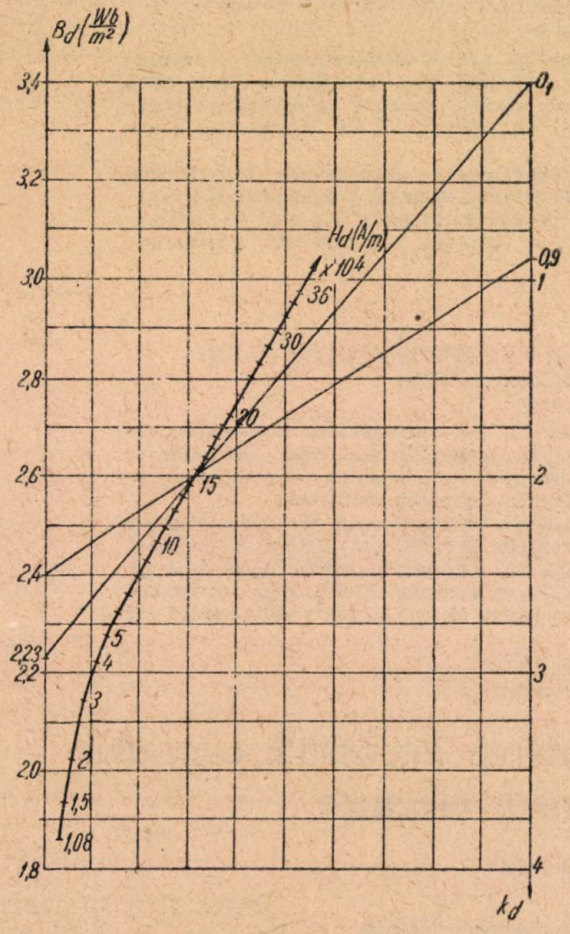


Fig. 1. Nomogramă pentru determinarea intensității de cîmp H în dinții mașinilor electrice executate cu tole de oțel electrotehnic slab aliat.

toare la trei calități de tole de oțel electrotehnic, construite de autor. Curbele de magnetizare ale acestor tole, care s-au folosit la construcția nomogramelor, sînt :

a) curba de magnetizare a oțelului electrotehnic slab aliat de mărcile : Э 1A, Э 1AA, Э 2A [1];

b) curba de magnetizare a oțelului electrotehnic puternic aliat de mărcile : Э 4, Э 4A, Э 4AA [1];

c) curba de magnetizare a oțelului electrotehnic indicat de A. E. Alexeev [2].

Cele trei nomograme sînt construite în mod analog; fiecare nomogramă are trei axe; axa inducției B_d, axa coeficientului K_d și axa curbilinie a intensității de cîmp H_d. Sensul pozitiv al fiecărei axe este cel indicat de săgeată.

Deoarece problema stabilirii inducției reale B_d și a intensității de cîmp H_d cu ajutorul relației (1) se pune numai pentru valori ale inducției aparente B_d' care depășesc valoarea de 1,8 Wb/m², pe axa inducției s-a pornit de la $B_d = 1{,}8$ Wb/m².

Valoarea maximă a lui K_d s-a ales $K_{dM} = 4$, dat fiind că la mașinile obișnuite K_d nu trece de această valoare. In nomogramă valoarea maximă

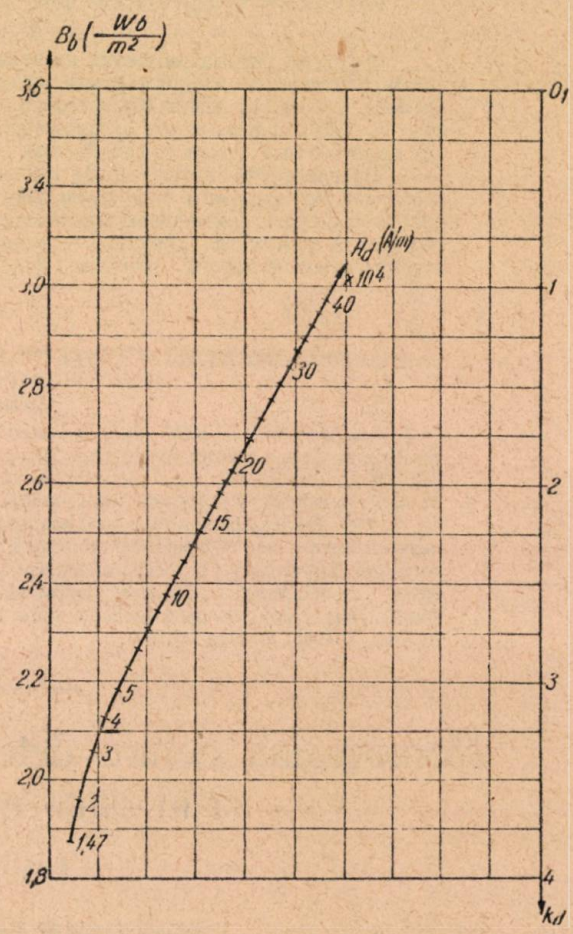


Fig. 2. Nomogramă pentru determinarea intensității de cîmp H în dinții mașinilor electrice executate cu tole de oțel electrotehnic puternic aliat.

a lui K_d se găsește pe orizontala ce trece prin punctul $B_d = 1{,}8$ Wb/m², iar axele lui B_d și K_d sînt paralele.

Coordonatele unui punct H_d, de pe axa curbilinie a intensității de cîmp, în sistemul de axe rectangulare format de axa verticală a inducției și orizontala dusă prin punctul $B_d = 1{,}8$ Wb/m², sînt date de relațiile :

$$x = \frac{\mu_0 . d . H}{\mu_0 . d . H + n} \tag{3}$$

$$y = \frac{m_k . (B - 1{,}8 + \mu_0 . K_{dM} . H)}{\mu_0 H + n} \tag{4}$$

unde

$$n = \frac{m_k}{m_B} . \tag{5}$$

In aceste relaţii H reprezintă intensitatea de cîmp considerată (în A/m), B inducţia corespunzătoare lui H din curba de magnetizare a oţelului respectiv (în Wb/m²), iar $\mu_0 = 4.\pi.10^{-7}$.

Prin m_k s-a notat scara lui K, prin m_B scara inducţiei în mm/Wb/m², iar prin d distanţa între

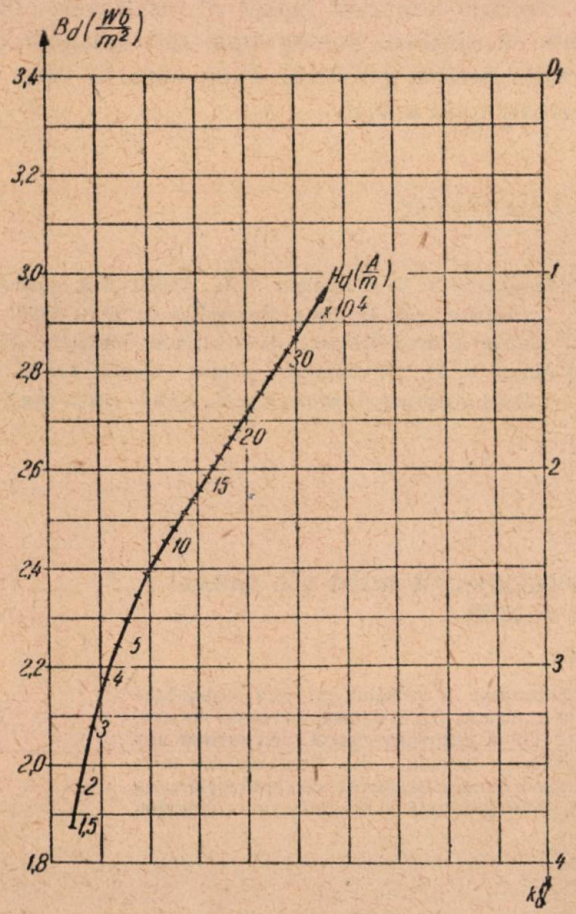


Fig. 3. Nomogramă pentru determinarea intensităţii de cîmp H în dinţii maşinilor electrice executate cu tole de oţel electrotehnic indicat de A. E. Alexeev.

axa inducţiei şi axa coeficientului K_d în mm. In aceste condiţii x şi y rezultă în mm.

Folosirea nomogramei. Se presupune că pentru o secţiune de dinte a unei maşini electrice executată din tole de oţel slab aliat de marca Э 1A, s-au găsit prin calcul inducţia aparentă $B'_d = 2{,}4$ Wb/m² şi coeficientul $K_d = 0{,}9$.

In nomograma corespunzătoare acestei calităţi de tolă (fig. 1) se duce dreapta care trece prin punctele $B'_d = 2{,}4$ Wb/m² şi $K_d = 0{,}9$. La intersecţia acestei drepte cu axa lui H_d se găseşte

$$H_d = 1{,}5.10^5 \text{ A/m}.$$

Valoarea inducţiei reale în dinte se determină cu ajutorul dreptei care trece prin $K_d = 0$ şi $H_d = 1{,}5.10^5$ A/m. Rezultă :

$$B_d = 2{,}23 \text{ Wb/m}^2.$$

Datele rezultate din nomogramă se verifică prin substituirea în relaţia (1) :

$$2{,}4 \cong 2{,}23 + 4.\pi.10^{-7}.0{,}9.1{,}5.10^5$$

Justificarea nomogramei. Construcţia nomogramei se bazează pe următoarele considerente : Fie P un punct al curbei de magnetizare (fig. 4) pentru care $H = OA$ şi $B = OB_1$. Conform relaţiei (1) inducţia aparentă B'_d, corespunzătoare inducţiei reale $B_d = OB_1$ şi coeficientului sec-

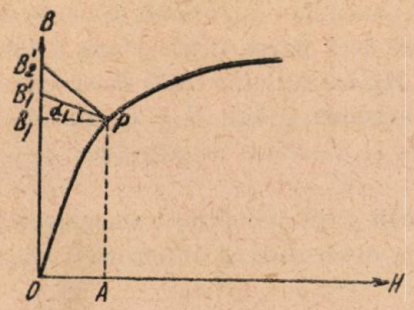


Fig. 4. Determinarea inducţiilor aparente în dinţii maşinilor electrice pentru aceeaşi intensitate de cîmp H_d şi coeficienţi K_d diferiţi.

ţiunilor K_{d1}, se obţine prin construcţia cunoscută, ducînd dreapta PB'_1, care formează cu orizontala prin P un unghi

$$\alpha_1 = \text{arc tg} K_{d_1}.$$

Dacă coeficientul secţiunilor ar fi K_{d_2}, inducţia aparentă ar fi OB'_2, ş.a.m.d.

Toate aceste drepte : PB_1, PB'_1, PB'_2 etc. trec deci prin acelaşi punct P care reprezintă intensitatea de cîmp şi inducţia reală.

Luăm două drepte paralele OB şi O_1K; pe una din ele — dreapta OB — se reprezintă la o

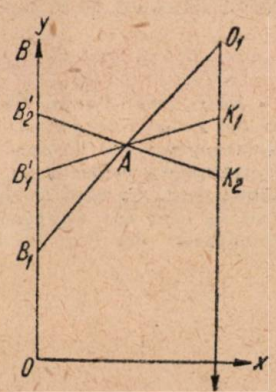


Fig. 5. Construcţia grafică pentru determinarea coordonatelor punctului care reprezintă intensitatea de cîmp H_d în sistemul de axe xoy.

scară potrivită inducţiile, iar pe dreapta O_1K coeficienţii K (fig. 5). Sensul reprezentării este cel al săgeţilor indicate în figură.

Dacă facem ca fiecărei valori K, respectiv punct de pe axa O_1K, să-i corespundă o inducție, respectiv un punct pe axa OB, după relația

$$B' = B + \mu_0 . K . H$$

unde B și H ar fi două valori constante corespunzătoare unui punct P al curbei de magnetizare, este ușor de văzut că toate dreptele KB' sînt concurente.

Acest punct de concurență se poate considera ca făcînd deci parte dintr-o axă a intensității de cîmp H_d, iar funcția reală B va apare pe axa OB corespunzînd lui $K = 0$. In felul acesta existența și justețea nomogramei este demonstrată.

Concluzii. Prin utilizarea nomogramei propuse, problema determinării intensității cîmpului H_d și a inducției reale B_d în dinții mașinilor electrice poate fi rezolvată mult mai rapid decît în cazul folosirii metodei obișnuite indicată în literatură. Economia de timp care se face prin utilizarea nomogramei reprezintă avantajul principal al ei. Trebuie remarcat faptul că rezultatele obținute cu ajutorul nomogramei sînt suficient de precise pentru practică, după cum se vede și din exemplul arătat.

Bibliografie:

[1] *Vinogradov N. V.* și *Sergheev P. S.*: Proiectarea mașinilor electrice, vol. II, Edit. Energetică de Stat, 1953.
[2] *Alexeev A. E.*: Motoare de tracțiune, Moscova, 1951
[3] *Mayer V. H.*: Nomogramă pentru calculul t.m.m. în dinții mașinilor electrice, E.u.M., 15/6 — 1952, pag.248.

★

НОМОГРАММА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ *H* В ПАЗАХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Резюме

После короткого введения о методах, изложенных в литературе для определения МДС в пазах электрических машин, автор предлагает номограмму, которую можеш быть применена в расчете напряженности поля H_d и действительной магнитной индукции B_d, когда известны индукция B'_d и коэфициент сечени K_d. Усазывается конструкция и способ использования номограммы. Статья сопровождается соотвествующими номограммами для трех разных качеств листов, применяемых в конструкции электрических машин.

★

NOMOGRAMM FUR DIE BESTIMMUNG DER FELDSTÄRKE H IN DEN ZÄHNE DER ELEKTRISCHEN MASCHINEN.

Zusamenfassung

Nach einer kurzen Übersicht der in der Fachliteratur, für die Bestimmung der M.M.K. in den Zähnen der elektrischen Maschinen, angegebenen Methoden, schlägt der Autor ein Nomogramm vor Welches für die Berechnung der Feldstärke H_d und der wirklichen Induktion B_d gebraucht werden kann, wenn die Induktion B'_d und der Querschnitt-Koeffizient K_d bekannt sind. Es wird die Konstruktion und der Gebrauch des Nomogramm gezeigt. Dem Beitrag sind die zugehörenden Nomogramme beigeschlossen. u.zw. für drei verschiedene Qualitäten der für die Konstruktion der elektrischen Motoren benützten Eisenbleche

Calculul rezistențelor neliniare la unde de impuls

Ing. FLORIN STANCIULESCU

537.311.33 : 621.3.015.33

După o scurtă introducere în aspectele fizice ale rezistențelor neliniare, se arată premizele și metodele de calcul ale unei rezistențe de acest fel, în regim de impuls. In continuare, acest calcul se extinde la un număr finit de rezistențe neliniare în serie (cazul descărcătorilor cu rezistența neliniară).

Problema predeterminării prin calcul a paramatrilor rezistențelor neliniare este interesantă mai ales sub aspectul utilizărilor din ce în ce mai variate ale acestor elemente în construcția aparatelor electrice, folosite în schemele de automatizări și în procesele de reglaj și control.

O largă răspîndire au găsit rezistențele neliniare și într-o serie de aparate de protecție, cum ar fi descărcătorii, în care variația rezistenței în serie contribuie la scurgerea curenților de impuls și la strangularea curentului de însoțire [1], sau în aparate de manevră, ca de exemplu, aparatele de comutare sub sarcină a autotransformatorilor. Rezistențe neliniare se introduc în paralelel cu reactanțe, pentru a evita apariția de supratensiuni periculoase la bornele acestora.

In aceste condiții, problema calculului rezistențelor neliniare apare necesară, pentru proiectarea și construcția aparatelor respective. Putem cita o serie de lucrări anterioare, în care s-au dat elemente de calcul în acest sens, ca de exemplu M. A. Babicov [2], care indică modul de calcul al rezistențelor neliniare în cazul cînd tensiunea aplicată este sinusoidală.

Articolul de față expune metoda de calcul a parametrilor principali ai rezistențelor neliniare la unde de impuls [3]. Această lucrare își are izvorul într-un articol anterior [4], în care am expus o nouă metodă de calcul a energiei dezvoltate în rezistențele neliniare la trecerea curenților de impuls.

Lucrarea de față are un caracter mai larg, prezentînd modul de calcul al diferitelor mărimi care intervin în funcționarea rezistențelor neliniare, la aplicarea unor unde de impuls.

Am ales cazul undelor de impuls, tocmai pentru faptul că rezistențele neliniare lucrează de obicei în regim tranzitoriu și, în special, la impulsuri de curent (sau de tensiune).

S-a urmărit în decursul lucrării a se da o metodă analitică omogenă, care să permită determinarea cu precizie și ușurință a parametrilor rezistențelor neliniare.

Deoarece problema este complexă am preferat metoda inductivă, căutînd în permanență să ne ridicăm de la particular la general. Pentru aceasta am început prin a arăta cum se rezolvă ea în cazul unei singure rezistențe neliniare, generalizînd apoi pentru n rezistențe neliniare în serie.

1. Aspecte fizice ale problemei

Se știe că din punct de vedere teoretic orice rezistență electrică este de fapt neliniară. Gradul de neliniaritate variază de la o clasă de rezistență la alta, dar în orice caz este determinat de strînsa dependență care există între valoarea rezistenței și mărimea curentului care o străbate. Rezistențele al căror grad de neliniaritate este mare, influențează funcționarea circuitului pe care îl deservesc și sînt considerate ca atare.

Dintre rezistențele neliniare, cele mai utilizate în aparatele electrice sînt cele a căror valoare scade o dată cu creșterea curentului.

Din această categorie, putem cita ca făcînd parte, următoarele rezistențe : cărbunele, semiconductorii, carborund, vilit, tirit apoi termistorii, lampa cu filament de cărbune etc.

La o altă categorie de rezistențe neliniare, rezistența crește o dată cu curentul. Astfel se comportă filamentele lămpilor cu incandescență, filamentele de fier în atmosferă de hidrogen etc.

De remarcat că înfășurările cu miez de fier, dar fără întrefier, se comportă la inducții mari ca rezistențele neliniare din prima grupă, iar la inducții mici ca rezistențele neliniare din grupa a doua.

2. Determinarea parametrilor unei rezistențe neliniare

2.1. Premizele de calcul. Pentru a efectua calculul se cer anumite date și anume cel puțin :

— *caracteristica tensiune-curent* a rezistenței neliniare : grafic (din oscilograme) sau analitic, sub forma obișnuită :

$$U = C\, I^{\alpha}. \qquad (1)$$

ceea ce se reduce la a cunoaște pe C — constanta rezistenței și α — coeficientul de neliniaritate ($0 < \alpha < 1$);

— *forma undei de impuls* de curent (sau tensiune); undele de impuls de curent cele mai frecvente sînt aperiodice, expresia analitică corespunzătoare fiind [5] :

$$I = I_0\,(e^{-at} - e^{-mat}), \qquad (2)$$

unde :

I_0 este amplitudinea fictivă a undei;
a — factorul de atenuare al undei;
m — un număr ($m > 1$).

Dacă pentru ușurința exprimării și simplificarea calculelor se notează :

$$\frac{I}{I_0} = i$$

$$at = \tau \text{ (timpul numeric)},$$

ecuația (2) se scrie :

$$i = e^{-\tau} - e^{-m\tau}. \qquad (2')$$

Această formă se numește ecuația în unități relative (sau adimensionale). Ea permite—față de forma (2) — o mai mare generalizare a calculelor.

2.2. Calculul tensiunii reziduale maxime. Cu notațiile de mai sus, caracteristica tensiune-curent a unei rezistențe neliniare se scrie în unități relative

$$u = i^{\alpha} \qquad (3)$$

convenind a nota : $U_0 = C\,I_0$ și $\frac{U}{U_0} = u$.

In cazul unei unde de impuls de forma (2') ecuația (3) devine :

$$u = (e^{-\tau} - e^{-m\tau})^{\alpha}. \qquad (4)$$

Valoarea tensiunii reziduale maxime se obține introducînd în (4) valoarea lui τ, obținută din anularea primei derivate. Din

$$\frac{du}{d\tau} = \alpha \frac{-e^{-\tau} + m e^{-m\tau}}{(e^{-\tau} - e^{-m\tau})^{1-\alpha}} = 0 \qquad (5)$$

se deduce

$$-e^{-\tau} + m e^{-m\tau} = 0 \qquad (5')$$

iar rezolvarea conduce la timpul de maxim

$$\tau_1 = \frac{\ln m}{m-1}. \qquad (6)$$

Se observă însă că maximul tensiunii are loc o dată cu acel al curentului. In acest caz, așa cum rezultă din [7] se poate scrie :

$$u_{max} = i^{\alpha}_{max} = \left(\frac{m-1}{\sqrt[m]{m^{m-1}}}\right)^{\alpha}. \qquad (7)$$

Observație. a) Formula (7) arată că tensiunea reziduală maximă crește cu coeficientul de neliniaritate α. De asemenea ea mai arată că aceeași tensiune crește și cu m atingînd valoarea maximă cînd $m = \infty$ (cazul undelor cu front abrupt). In adevăr :

$$\lim_{m\to\infty} u_{max} = \lim_{m\to\infty} \left(\frac{m-1}{\sqrt[m]{m^{m-1}}}\right)^{\alpha} = \frac{\infty}{\infty}.$$

Ridicînd nedeterminarea

$$\lim_{m\to\infty} u_{max} = 1. \qquad (8)$$

Fig. 1 indică variația tensiunii reziduale în funcție de parametrul m.

b) Intre timpul de maxim al curentului și acela al tensiunii reziduale există în realitate o întîrziere. Oscilogramele au arătat că această defazare este de ordinul a cîteva microsecunde. Acest lucru se explică relativ ușor pe fig. 2, unde s-a

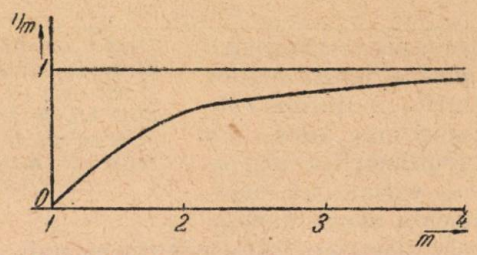


Fig. 1. Variația tensiunii reziduale maxime în funcție de m.

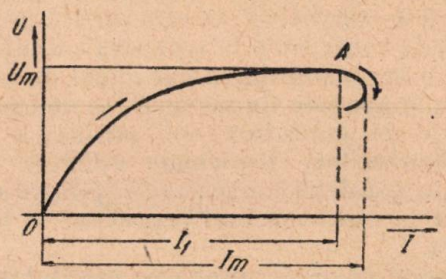


Fig. 2. Caracteristica tensiune-curent a unei rezistențe neliniare.

trasat caracteristica tensiune-curent oscilografiată a unei rezistențe neliniare. Se observă că tensiunea maximă nu are loc pentru curentul I_{max} ci pentru un curent

$$I_1 > I_{max}.$$

In acest sens, ecuația (1) reprezintă caracteristica tensiune-curent numai pe porțiunea OA.

2.3. Variația rezistenței neliniare. Expresia rezistenței neliniare instantanee se deduce din relația :

$$r_n = \frac{u}{i} = i^{\alpha-1} \qquad (9)$$

sau

$$r_n = (e^{-\tau} - e^{-m\tau})^{\alpha-1} \qquad (9')$$

Valoarea minimă a rezistenței neliniare, are loc la timpul numeric τ_1, pentru care curentul i este maxim. Procedînd în același mod ca la punctul 2.2, obținem :

$$r_{n\,min} = i^{1-\alpha}_{max} = \left(\frac{m-1}{\sqrt[m]{m^{m-1}}}\right)^{1-\alpha}. \qquad (10)$$

Observație. Rezultă de aici că $r_{n\,min}$ scade cînd α crește. Aceeași dependență leagă pe $r_{n\,min}$ și de m.

In fig. 3 se arată care este variaţia lui $r_{n\,min}$ în funcţie de m. Se menţionează că pentru $m = \infty$, valoarea rezistenţei neliniare minime ia valoarea

$$\lim_{m \to \infty} r_{n\,m} = 1. \qquad (11)$$

In fig. 4 s-au trasat curbele de variaţie ale undei de curent de impuls şi undei de tensiune reziduală, în funcţie de timp.

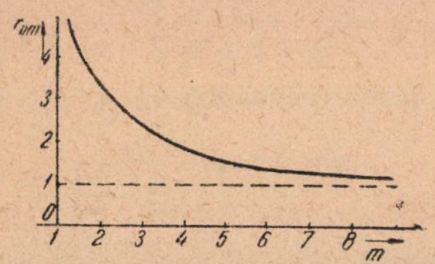


Fig. 3. Variaţia rezistenţei neliniare minime în funcţie de m.

Fig. 4. Oscilograma schematizată a unei unde de impuls de curent şi tensiune.

2.4. Calculul capacităţii de trecere a undelor de impuls. Prin capacitatea de trecere a unei rezistenţe neliniare, se înţelege proprietatea acesteia de a lăsa să treacă impulsuri mari de curent fără a se deteriora. Capacitatea de trecere (sau de descărcare) a carborundului electrotehnic este mare. Ea depinde în general, de forma undei de impuls, de amplitudinea undei şi de numărul de impulsuri. Cu cît durata aplicării tensiunii creşte, cu atît energia E [Ws] care distruge rezistenţa neliniară la primul impuls, scade.

Capacitatea de trecere este deci în strînsă legătură cu energia pe care unda de impuls o dezvoltă la trecerea prin rezistenţa neliniară. De aici rezultă necesitatea de a calcula cît mai exact această energie pentru a putea predetermina efectele energetice ale curenţilor de impuls şi implicit capacitatea de trecere a rezistenţei neliniare.

Din punct de vedere al modului de calcul al acestei energii se disting două metode principale :

— metoda grafică şi

— metoda analitică, care se împarte la rîndul ei în indirectă şi directă.

2.4.1. *Metoda grafică*, presupune cunoaşterea diagramelor curentului şi tensiunii la scară liniară (fig. 4) deduse din oscilogramele respective. Din aceste două diagrame se poate deduce curba de variaţie a puterii în funcţie de timp :

$$P = U\,I = f\,(t).$$

Planimetrînd suprafaţa cuprinsă între curba puterii şi axa absciselor şi introducînd o constantă : K [Ws/mm²], se poate scrie :

$$E = K.S. \quad [\mathrm{Ws}]$$

unde S [mm²] este suprafaţa planimetrată.

Din cele expuse pînă aici asupra metodei grafice pentru determinarea energiei undelor de impuls rezultă următoarele :

— metoda grafică introduce o eroare care depinde esenţial de precizia cu care se face planimetrarea ;

— metoda grafică este greoaie şi operaţiile efectuate necesită mult timp.

2.4.2. *Metoda analitică indirectă*, este mai expeditivă decît cea grafică. Energia unei unde

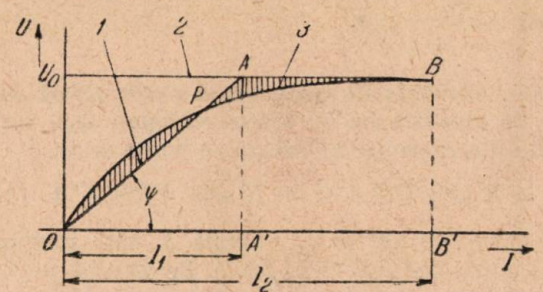


Fig. 5. Inlocuirea echivalentă a caracteristicii neliniare prin două porţiuni liniare :
1) $U = R\,I$ (R = const.) ;
2) $U = U_0$ = const. ;
3) $U = C.\,I^{\alpha}$

de impuls poate fi calculată, descompunînd fenomenul în două porţiuni considerate liniare (fig. 5). Aceasta înseamnă a aproxima caracteristica tensiune-curent cu :

$$R = \text{const.} \text{ — pentru } I \leqslant I_1,$$
$$U_0 = \text{const.} \text{ — pentru } I > I_1.$$

In acest caz se pot scrie următoarele relaţii [4] :

$$E_1 = \frac{R\,I_1^2}{2\,a}; \qquad E_2 = \frac{U_0\,(I_2 - I_1)}{a} \qquad (12)$$

prima fiind valabilă pentru intensităţi mici, iar cealaltă pentru intensităţi mari. De notat că $R = \mathrm{tg}\ \varphi$.

Expresia energiei se poate deci calcula cu formula aproximativă :

$$E = \frac{R\,I_1^2}{2\,a} + \frac{U_0\,(I_2 - I_1)}{a}. \qquad (13)$$

Această metodă este însă în momentul de faţă depăşită de metoda directă.

2.4.3. *Metoda directă*, care a făcut obiectul unei lucrări anterioare [4], este cea mai expeditivă. Plecînd de la caracteristica tensiune-curent, pentru rezistenţe neliniare

$$U = C \cdot I^{\alpha},$$

s-a stabilit printr-o metodă directă, o nouă expresie a energiei undei de impuls şi anume :

$$E = C\, I_0^{1+\alpha} \sum_{n=0}^{n=\infty} (-1)^n \, (n^{\alpha+1}) \int_0^{\infty} e^{a(\alpha - nm - 1 - \alpha)t} \, dt. \quad (14)$$

Dacă în expresia de mai sus se iau în consideraţie numai primii trei termeni, se obţine :

$$E = \frac{C\, I_0^{1+\alpha}}{a}\left[\frac{1}{1+\alpha} - \frac{1+\alpha}{m+\alpha} + \frac{(1+\alpha)\,\alpha}{2\,(2\,m+\alpha-1)}\right] \quad (14')$$

Formula aceasta se poate utiliza, cu succes, pentru determinarea energiei dezvoltată într-o rezistenţă neliniară, la trecerea unei unde de impuls, eroarea comisă fiind neglijabilă.

Pentru undele cu frunte foarte abruptă ($m = \infty$) se poate utiliza de asemenea formula :

$$E = \frac{C\, I_0^{1+\alpha}}{a\,(1+\alpha)} = \frac{A}{a}\, I_0^{1+\alpha}, \quad (14'')$$

notînd $\frac{C}{1+\alpha} = A$.

2.4.4. *Condiţia de coincidenţă a celor două metode.* Se observă că expresia energiei, aşa cum rezultă din metoda indirectă se poate scrie. :

$$E = K \text{ aria } OAA'O + K \text{ aria } ABB'A'A \quad (15)$$

Se conclude astfel că energia E, este proporţională cu aria $OABB'O$ în fig. 5. Pe de altă parte, este evident că expresia exactă a energiei

$$E = \int_0^t u \cdot i \cdot dt, \quad (16)$$

este proporţională cu aria $OPBB'O$.

Este evident că există o singură valoare a lui φ, respectiv R pentru care valoarea energiei calculată cu formula (13) este aceeaşi cu energia calculată cu formula (14'').

Se deduce valoarea lui φ punînd condiţia ca energia dedusă prin cele două metode să fie aceeaşi. Astfel :

$$\frac{R \cdot I_1^2}{2\,a} + \frac{U_0\,(I_2 - I_1)}{a} = \frac{A}{a}\, I_0^{1+\alpha}, \quad (17)$$

sau înlocuind mai sus :

$$I_1 = \frac{U_0}{R} \quad \text{şi} \quad I_2 = I_0$$

obţinem :

$$R\,\frac{U_0^2}{R^2} + 2\,U_0\left(I_0 - \frac{U_0}{R}\right) = 2\,A\,I_0^{1+\alpha}$$

sau

$$2\,U_0 I_0 - \frac{U_0^2}{R} = 2\,A\,I_0^{1+\alpha}$$

De aici :

$$R = \frac{U_0^2}{2\left(U_0 I_0 - A\, I_0^{1+\alpha}\right)} \quad (18)$$

Se poate scrie şi :

$$R = \frac{U_0}{2 I_0\left(1 - \frac{A}{C}\right)}$$

deoarece :

$$U_0 = C\, I_0^{\alpha}$$

şi din

$$R = \text{tg } \varphi,$$

rezultă panta dreptei din fig. 6

$$\varphi = \text{arc tg } \frac{U_0}{2 I_0\left(1 - \frac{A}{C}\right)}. \quad (19)$$

O aplicaţie numerică poate ilustra procedeul. Fie : $A = 600$; $\alpha = 0{,}25$; $C = A\,(1+\alpha) = 750$; $I_0 = 3\,000$ A.

Se găseşte : $U_0 = C \cdot I_0^{\alpha} = 5\,560$ V şi înlocuind în (19) : $\varphi = \text{arc tg } 4{,}64$ ceea ce conduce la : $\varphi = 78°$.

2.4.5. *Comparaţie critică a celor două metode.* S-a arătat că printr-o alegere judicioasă a lui φ, metoda indirectă poate conduce la acelaşi rezultat ca şi metoda directă. Aşa cum este scrisă energia sub forma (13), este dificil de calculat şi în plus nu apar explicit parametri rezistenţei : C şi α, care să permită a aprecia importanţa şi rolul fiecăruia în transformarea energiei electrice a undei de impuls în energie termică la trecerea prin rezistenţe neliniare.

Scrisă sub forma :

$$E = \frac{C \cdot I_0^{1+\alpha}}{a\,(1+\alpha)}$$

ne permite a trage următoarele concluzii :

— energia creşte o dată cu C şi α,

— energia scade o dată cu creşterea lui a.

In consecinţă metoda directă redă energia sub o formă concisă, uşor de calculat şi în care parametrii esenţiali apar explicit, permiţînd o serie de observaţii de primă importanţă.

2.5 Calculul efectului termic şi încălzirii rezistenţei neliniare. Interesează în primul rînd temperatura finală maximă, atinsă în timpul unei descărcări electrice. Durata descărcării fiind foarte mică şi deci fenomenul putînd fi considerat tranzitoriu, se poate afirma că întreaga cantitate de căldură dezvoltată în rezistenţa neliniară este acumulată. Orice schimb de căldură cu exteriorul în timpul fenomenului tranzitoriu este nul.

Se poate scrie atunci formula clasică bine cunoscută, după care energia termică este :

$$W = G \cdot c \cdot \tau \quad [\text{Ws}] \quad (20)$$

unde :

τ este supratemperatura în °C ;

c — căldura specifică în Ws/g °C ;

G — greutatea rezistenţei neliniare în g.

Dacă introducem în relaţia de mai sus expresia lui W, pusă sub forma :

$$W = \frac{C\, I_0^{1+\alpha}}{a\,(1+\alpha)} \tag{21}$$

obţinem din egalarea energiilor, supratemperatura finală :

$$\tau = \frac{W}{G \cdot c} = \frac{C \cdot I_0^{1+\alpha}}{ac\,(1+\alpha)\,G}.$$

Se poate scrie deci formula de calcul pentru supratemperatura finală

$$\tau = \frac{C\, I_0^{1+\alpha}}{a \cdot c\,(1+\alpha)\,G}, \quad [°C]. \tag{22}$$

Valabilă, cum s-a mai spus, pentru unde de impuls cu fruntea foarte abruptă ($m = \infty$). Pentru celelalte cazuri se va înlocui în expresia lui τ, pe W [Ws] cu valoarea lui dată de formula (14′). Rezultă :

$$\tau = \frac{C\, I_0^{1+\alpha}}{a \cdot c \cdot G}\left[\frac{1}{1+\alpha} - \frac{1+\alpha}{m+\alpha} + \frac{(1+\alpha)}{2(2m+\alpha-1)}\right] [°C] \tag{23}$$

valabilă pentru orice undă de impuls, care se poate reprezenta prin relaţia (2′).

3. Determinarea parametrilor unui număr finit de rezistenţe neliniare în serie

3.1. **Tensiunea reziduală.** Vom presupune, mai întîi, cazul a n rezistenţe distincte întrucît adesea elemente făcînd parte din aceeaşi serie prezintă constante diferite. Atunci aplicînd relaţia : $u = i^{\alpha}$ de n ori, obţinem tensiunea reziduală pe fiecare rezistenţă :

$$\begin{aligned} u_1 &= i^{\alpha_1} \\ u_2 &= i^{\alpha_2} \\ &\cdots \\ u_n &= i^{\alpha_n} \end{aligned} \tag{24}$$

Tensiunea reziduală totală este :

$$u_t = \sum_{j=1}^{j=n} u_j = \sum_{j=1}^{j=n} i_j^{\alpha}. \tag{25}$$

Pentru un curent de impuls de forma

$$i = e^{-\tau} - e^{-m\tau}$$

tensiunea reziduală se scrie :

$$u_t = \sum_{j=1}^{j=n} (e^{-\tau} - e^{-m\tau})^{\alpha_j}. \tag{26}$$

Pentru a evita un calcul complicat la proiectare şi o funcţionare nesigură în exploatare, trebuie să se realizeze elemente neliniare cu caracteristici invariabile sau cel puţin cu $\alpha =$ = const. In acest din urmă caz :

$$u_t = n\,(e^{-\tau} - e^{\tau})^{\alpha}. \tag{27}$$

Valoarea maximă a acestei tensiuni este :

$$u_{t\,max} = \sum_{j=1}^{j=n} i_{max}^{\alpha_j} \tag{28}$$

sau dacă parametrul α este constant :

$$u_{t max} = n\, i_{max}^{\alpha} = n\left(\frac{m-1}{m^{\frac{m}{m-1}}}\right)^{\alpha}. \tag{28′}$$

Această formulă este exactă în momentul în care timpul de maxim este acelaşi pentru toate cele n rezistenţe, ceea ce nu este riguros exact, datorită vitezei de deplasare a undei, care deşi foarte mare, nu este infinită. Totuşi eroarea este extrem de mică şi poate fi neglijată în calculele curente. De altfel valoarea obţinută în acest fel este acoperitoare.

3.2. Variaţia rezistenţei neliniare. Ceea ce s-a arătat pentru un element singular rămîne valabil şi aici. Adică :

$$r_{nt} = \sum_{j=1}^{j=n} i^{\alpha_j - 1} \tag{29}$$

sau

$$r_{nt} = n \cdot i^{\alpha-1} \tag{29′}$$

dacă parametrul α este constant. De asemenea :

$$r_{nt\,min} = \sum_{j=1}^{j=n} i_{max}^{\alpha_j - 1} \tag{30}$$

sau

$$r_{nt\,min} = n\, i_{max}^{\alpha-1} = n\left(\frac{m-1}{m^{\frac{m}{m-1}}}\right)^{\alpha-1} \tag{30′}$$

3.3. Calculul capacităţii de trecere. Expresia energiei undei de impuls care se scria :

$$E = \frac{C \cdot I_0^{1+\alpha}}{a(1+\alpha)} \quad [Ws]$$

pentru un element singular de rezistenţă neliniară, devine acum :

$$E = \sum_{j=1}^{j=n} \frac{C_j\, I_0^{1+\alpha_j}}{a(1+\alpha_j)} \quad [Ws]. \tag{31}$$

Pentru cazul cînd α = const., avem :

$$E = \frac{I_0^{1+\alpha}}{a(1+\alpha)} \sum_{j=1}^{j+n} C_j \quad [Ws] \tag{32}$$

şi dacă şi C este presupus constant :

$$E = \frac{n\, C I_0^{1+\alpha}}{a(1+\alpha)} \quad [Ws]. \tag{33}$$

Această formulă este valabilă pentru unde de impuls cu frunte foarte abruptă. Pentru cazul general se va utiliza relaţia :

$$E = \frac{n\, C I_0^{1+\alpha}}{a}\left[\frac{1}{1+\alpha} - \frac{1+\alpha}{m+\alpha} + \frac{(1+\alpha)\,\alpha}{2(2m+\alpha+1}\right] [Ws]. \tag{34}$$

Formula (35) este de o importanţă esenţială, permiţînd calculul capacităţii de trecere pentru descărcătorii cu rezistenţă neliniară sau pentru alte aparate folosind elemente neliniare în serie.

3.4. Calculul efectului termic. Formulele stabilite pentru un singur element de rezistenţă neliniară rămîn valabile şi pentru cazul mai multor elemente în serie, deoarece cu toate că efectul energetic creşte de n ori, G creşte şi el în aceeaşi măsură. Deci temperatura maximă se calculează cu formula (22) şi (23).

4. Aplicaţii numerice ale rezultatelor teoretice

4.1. S-a măsurat dintr-o oscilogramă înregistrată unda de impuls de curent cu parametri :

$$4{,}1/31{,}6—2\ 600\ \text{A}$$

şi unda de impuls de tensiune reziduală :

$$1{,}34/60 — 5\ 030\ \text{V}.$$

Cu aceste date se obţine după [5] pentru unde de curent : $\frac{t_s}{t_f} = 7{,}7$, rezultînd : $m = 15$; $a = 0{,}0298.10^2$ s ; $I_0 = 3\ 250$ A.

De asemenea : $C = 550$ şi $\alpha = 0{,}277$.

4.2. Ecuaţia undei de curent :

$$I = 3\ 250\ (e^{-29\,800t} — e^{-446\,000t})$$

şi a celei de tensiune :

$$U = 5\ 180\ (e^{-29\,800\,t} — e^{-446\,000})^{0{,}277}.$$

4.3 Valoarea maximă a tensiunii reziduale este :

$$U_{max} = 4\ 900\ \text{V}$$

şi are loc la timpul : $t_1 = 6{,}5\ \mu\text{s}$.

4.4 Variaţia rezistenţei neliniare rezultă din ecuaţia :

$$R_n = \frac{3{,}55}{(e^{-29\,800\,t} — e^{-446\,000\,t})^{0{,}623}}$$

cu valoarea minimă : $R_{n\,min} = 4{,}18\ \Omega$.

4.5. Capacitatea de trecere. *Metoda grafică* conduce la suprafaţa planimetrată de 4 332 mm², scara puterii fiind : 1 mm² = 0,0875 Ws. Rezultă energia :

$$E = 383\ \text{Ws}.$$

Metoda analitică. Aplicînd formula :

$$E = \frac{C I_0^{1-\alpha}}{a}\left[\frac{1}{1+\alpha} — \frac{1+\alpha}{m+\alpha} + \frac{(1+\alpha)\alpha}{2(2m+\alpha-1)}\right]$$

se obţine : $E = 396$ Ws.

Diferenţa faţă de prima metodă : $\varepsilon\% = 3{,}4$. Din comparaţia valorilor energiei obţinute prin cele două metode grafică şi analitică, rezultă că diferenţa lor este foarte mică.

5. Concluzii

Predeterminarea parametrilor rezistenţelor neliniare este posibilă cu condiţia să se cunoască caracteristica tensiune-curent a rezistenţei neliniare. Formulele deduse permit un calcul destul de rapid al diferitelor mărimi care interesează Ne referim, în special, la calculul capacităţii de trecere care se determină mult mai uşor prin metoda analitică directă decît prin vechea metodă grafică.

In cazul a n elemente de rezistenţă neliniară dispuse în serie (problema descărcătorilor cu rezistenţă neliniară) formulele stabilite pentru un singur element se pot extinde fără modificări esenţiale. Este important pentru calcul ca rezistenţele neliniare să aibă parametrii omogeni. In consecinţă, spre a uşura proiectarea, toate eforturile trebuie îndreptate înspre obţinerea unor elemente de rezistenţă neliniară cu caracteristici cît mai apropiate.

Bibliografie

[1] *Bewley L. V.* : Traveling waves on transmission systems, John Wiley, New York, 1933.

[2] *Babikov M. A.* : Aparate electrice, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1951.

[3] *Sirotinski L. I.* : Tehnica tensiunilor înalte, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1951.

[4] *Stănciulescu Fl.* : Aspectul energetic al descărcărilor electrice, prin rezistenţe neliniare, Electrotehnica, nr. 8/1955.

[5] *Avramescu A.* : Die Wärmewirkung der Schalt-und Stossströme, Elektrotechn. Z. 62, (1941), nr. 26.

[6] *Avramescu A.* : Über die Berechnung der Wärmewirkung von ausgleich und Uberströmer, Arch. Elektrotechn, vol. 35 (1941) nr. 6.

[7] *Avramescu A. şi Stănciulescu F.* : Reprezentarea analitică a undelor de impuls, Studii şi Cercetări Energetice nr. 1/1956 (sub tipar).

★

РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЛН

После короткого введения о физических свойстиах нелинейных сопротивлений, рассматриваются возможности и методы расчета таких сопротивлений в импульсном режиме.

Дальше расчет распространяется на некоторое конечное количество последовательных нелинейных сопротивлений. (Слтчай разрядов с нелинейными сопротивлениями).

★

BERECHNUNG DER NICHTLINEAREN WIDERSTÄNDE BEI STOSSWELLEN-BEANSPRUCHUNG

Nach einer kurzen Einführung über die verschiedenen Arten nichtlinearen Widerstände werden die Voraussetzungen und die Berechnungsmethoden eines derartigen Widerstandes bei Stossbeanspruchung dargestellt. Anschliessend wird diesse Berechnungsmethode auf eine begrenzte Anzahl solcher in Reihe geschalteter Widerstände ausgedehnt. (Ableiter mit nichtlineare Widerstände).

Aparate indicatoare de presiune şi temperatură pentru echipament auto de tipul cu impuls

Termometrul de tip cu impulsuri

Ing. A. BÎRZESCU

621.317.39 :536.53+531.787.9

Se expune principiul de funcţionare al termometrului de tip cu impulsuri pentru echipamentul auto. Apoi se stabilesc o serie de elemente de calcul. In încheiere se arată posibilitatea realizării unor îmbunătăţiri constructive.

In tehnica fabricării echipamentului auto, unul din cele mai noi sisteme de aparate pentru indicarea presiunii, a temperaturii şi uneori şi a nivelului combustibilului, sînt aparatele electrice cu termovibrator de tipul cu impulsuri. In industria automobilistică sovietică, aceste aparate sînt aproape cu exclusivitate întrebuinţate, fiind preferate celor mecanice sau chiar celor electrice care se bazează pe alte principii de funcţionare.

Aceasta datorită rezistenţei, construcţiei şi robusteţii lor în special în ceea ce priveşte lipsa de influenţă, pe care o au asupra preciziei indicaţiilor lor, vibraţiile şi şocurile pe care le suferă autovehicolele în exploatare.

Aceste aparate indicatoare, de tip cu impuls sînt aparate care indică la distanţă mărimile măsurate, deosebindu-se de celelalte aparate cu acţionare la distanţă prin faptul că sonda este un termovibrator ce trimite la indicator curentul electric sub formă de impulsuri. Aceste impulsuri care sînt o funcţiune de timp, depind prin intermediul acestei variabile (timpul) de mărimea măsurată (presiune sau temperatură).

Principiul de funcţionare al acestor aparate se bazează pe proprietatea pe care o au termobimetalele de a se încovoia sub acţiunea temperaturii; aceasta datorită forţelor ce iau naştere prin dilatarea diferită a celor două metale care compun termobimetalul sudate de-a lungul suprafeţei lor comune.

Generatorul de impulsuri, care constituie sonda teleindicatorului, se află sub influenţa mărimii măsurate (stări de temperatură sau presiune). Acest generator de impulsuri are un element termobimetalic care întrerupe periodic circuitul. In circuit se află şi indicatorul, care este astfel sub influenţa unor impulsuri de curent a căror oscilogramă se vede în fig. 1. Valoarea efectivă a acestui curent pulsatoriu este o funcţie de mărimea măsurată prin intermediul timpului. Se va arăta în continuare, care este valoarea efectivă a acestui curent în raport cu timpul.

Deoarece frecvenţa acestor impulsuri este relativ mică (circa un impuls pe secundă) un aparat electric de măsurat, electromagnetic, electrodinamic sau chiar termic de o construcţie obişnuită ar face imposibilă citirea indicaţiilor; acul indicator al aparatelor obişnuite, din cauza inerţiei prea mici a echipajului mobil, va urmări frecvenţa impulsurilor. Aceasta a făcut ca aparatele indicatoare (indicatorul propriu zis) al acestui tip de instrumente să fie de o construcţie specială care să asigure o inerţie suficient

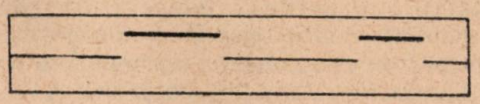


Fig. 1

de mare a echipajului mobil încît acesta să nu fie influenţat de frecvenţa mică a impulsurilor date de sonda instrumentului. In acest scop, ca element ce acţionează acul indicator al instrumentului indicator se întrebuinţează tot un element termobimetalic a cărui inerţie termică este suficient de mare pentru ca acul indicator să nu fie influenţat de frecvenţa mică a impulsurilor de curent dată de sonda instrumentului.

In articolul de faţă vom arăta principiul de funcţionare şi vom stabili cîteva elemente de calcul pentru termometrul auto de tipul cu impuls:

Fabricaţia a început în ţara noastră făcînd parte din echipamentul autocamionului de 4 tone fabricat de uzinele „ Steagul Roşu " după modelul ZIS-150.

Termometrul cu impulsuri este un instrument de tip teleindicator care se compune din două părţi:

a) sonda termometrului care se aşează în mediul a cărui temperatură trebuie măsurată, în cazul de faţă în blocul motorului în circuitul apei de răcire;

b) indicatorul care este conectat împreună cu rezistenţa sa adiţională în serie cu bateria de acumulatori şi sonda.

Sonda termometrului este un generator de impulsuri de curent, a cărui parte activă o prezintă lama termobimetalică. Schematic mecanismul sondei este reprezentat în fig. 2.

Se observă din fig. 2 că suportul lamei termobimetalice are legătură electrică cu masa

automobilului deci cu unul din polii bateriei de acumulatori (Sistemul instalației automobilului pentru simplificare și economie este monofilar, celălalt conductor constituind masa autovehiculului). Suportul lamei termobime-

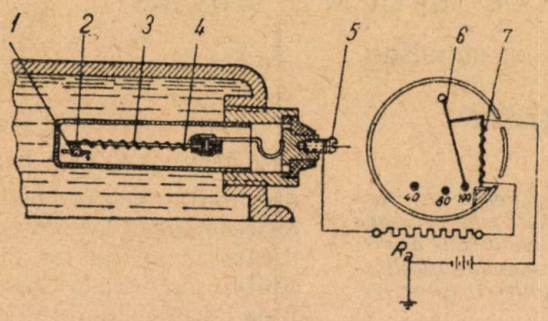


Fig. 2

talice are un șurub cu contact (*1*) așezat în fața unui alt contact (*2*) care se găsește lipit pe placa termobimetalică (*4*). Sensul încovoierii lamei bimetalice sub acțiunea temperaturii este acel al deschiderii contactelor Deci contactatul este lipit pe partea componentei termoactive a plăcii termobimetalice. Placa termobimetalică are punctul de încastrare izolat față de masă. Pe placa termobimetalică se află înfășurată o rezistență de încălzire (*3*) din sîrmă de constantan de diametru 0,12, izolată de două ori cu mătase. Unul din capetele rezistenței este sudat la contactul de pe placa termobimetalică, iar celălalt capăt este legat la borna (*5*) a sondei izolată de masă.

Se deduce ușor cum funcționează sonda termometrului cu impulsuri al cărui element activ este placa termobimetalică. Datorită căldurii degajate de rezistențe de încălzire la care se adaogă temperatura mediului în care se măsoară temperatura (variabilă, placa termobimetalică se încovoaie întrerupînd circuitul. Prin răcire ea revine în poziția inițială restabilind contactul după care procesul se repetă. In felul acesta indicatorul recepționează impulsuri de curent care depind de temperatura mediului înconjurător prin intermediul timpului.

Instrumentul indicator, are un element activ format tot dintr-o placă termobimetalică pe care este înfășurată o rezistență de constantan în serie cu sonda, care degajează în unitatea de timp o cantitate de căldură $q_2 = 0{,}24\ R\ I^2$ unde R este rezistența înfășurării de încălzire a indicatorului, iar I valoarea efectivă a curentului pulsatoriu generat de sondă. Căldura degajată de rezistența indicatorului, proporporțională cu valoarea efectivă a curentului pulsatoriu generat de sondă, provoacă o încovoiere a plăcii termobimetalice a indicatorului (fig. 2) care printr-un sistem de articulație deplasează acul indicator.

Acum, după ce s-a stabilit în general felul cum funcționează ansamblul sondă și indicator al termometrului cu impulsuri, se va relua problema sondei termometrului și se vor stabili parametrii care condiționează regimul ei de funcționare, stabilind relațiile matematice care determină caracteristicile ei constructive.

In primul rînd, trebuie fixați doi factori esențiali care determină construcția sondei termometrului și anume :

— domeniul de măsurare al sondei ; în cazul întrebuințării termometrului pentru echipament auto acest domeniu este limitat între 40°C și 100°C ;

— tensiunea la care lucrează termometrul, aceasta delimitînd curentul maxim la care lucrează sonda, circuitul fiind serie și putînd fi considerat ca pur ohmic.

Acestea fiind stabilite, prima noțiune care trebuie introdusă, pentru înțelegerea fenomenelor, precum și pentru simplificarea calculului este noțiunea de temperatură critică a termobimetalului. Prin temperatura critică a plăcii termobimetalice se înțelege temperatura minimă care este necesară pentru deschiderea contactelor în cazul încălzirii plăcii.

Se înțelege ușor de aci că temperatura critică a plăcii termobimetalice trebuie astfel aleasă încît placa termobimetalică supusă temperaturii maxime măsurate și în lipsa curentului în rezistențe de încălzire să nu permită deschiderea contactelor sondei. Prin urmare considerînd domeniul de măsurare stabilit trebuie ca :

$$\theta_k < 100°C.$$

Pe de altă parte, temperatura critică trebuie astfel aleasă încît placa termobimetalică, supusă temperaturii minime măsurate și în prezența curentului în rezistența de încălzire să lucreze, adică să deschidă respectiv să închidă contactele. Dat fiind domeniul de măsurare trebuie ca :

$$\theta_k < 40° + \theta_b,$$

unde θ_b este temperatura transmisă de rezistența de încălzire plăcii termobimetalice și care este constantă pentru tot regimul de lucru. Deci

$$40°C + \theta_b > \theta_k > 100°C.$$

Aceasta arată că în alegerea temperaturii critice nu se poate depăși cu mult temperatura maximă măsurată, deoarece prin aceasta am solicita prea mult izolația rezistenței de încălzire, grăbind îmbătrînirea și arderea ei.

La sonda termometrului echipamentului auto această temperatură este aleasă de circa 110°C.

Temperatura critică o dată aleasă, determină dimensiunile geometrice ale plăcii termobimetalice.

Se știe din teoria termobimetalului formula care dă săgeata plăcii termobimetalice :

$$f = \frac{3}{4} \frac{(\theta - \theta_0)(\alpha_2 - \alpha_1) l_b^2}{h}.$$

unde : θ-θ_0 reprezintă temperatura care acționează placa termobimetalului;
α_2-α_1 — diferența coeficienților de dilatare a celor două componente ale termobimetalului (sensibilitatea lui);
l_b — lungimea plăcii termobimetalice;
h — grosimea plăcii termobimetalice.

Se consideră pentru f o valoare minimă determinată de presiunea contactelor și de toleranțele paralelismului suprafețelor de contact. Se face $\theta - \theta_0 = \theta_k$, iar diferența $\alpha_2 - \alpha_1$ este o constantă ce depinde de materialul ales. Pe de altă parte l_b este determinată de dimensiunea de gabarit impusă sondei. Prin urmare, singura mărime asupra căreia se poate acționa cel mai ușor este grosimea h a plăcii termobimetalice. In același timp pentru reglajul mai fin al sondei în ceea ce privește fixarea temperaturii critice și prin urmare regimul său de lucru, s-a prevăzut posibilitatea de a regla poziția contactului cu ajutorul șurubului (*1*) din fig. 2.

Din cele arătate pînă acum rezultă că termovibratorul iese din regimul de lucru (încetează de a vibra și deci de a da impulsuri), atunci cînd limitele de temperatură alese pentru domeniul de măsurat sînt depășite în sus sau în jos (peste 100°C și sub 40°C).

Dacă limita superioară este depășită, atunci contactele vor rămîne în permanență deschise, iar dacă temperatura mediului ambiant este sub 40°C atunci contactele rămîn în permanentă închise. Aceasta interpretat în sensul celor arătate mai sus se poate explica astfel :

— In cazul depășirii limitei superioare, temperatura critică a plăcii termobimetalice a fost depășită.

— In cazul cînd sonda se află sub temperatura de 40°C înseamnă că temperatura critică a plăcii nu poate fi atinsă.

Tot din cele expuse mai sus rezultă că temperatura plăcii termobimetalice a sondei în cazul regimului de lucru oscilează îndeaproape în jurul temperaturii critice, acest lucru prezentîndu-se ca o condiție necesară pentru a nu se produce ieșirea sondei din regimul său de lucru.

Deoarece impulsurile generate de sonda termometrului reprezintă un fenomen periodic pentru o temperatură dată, vom căuta mai întîi să stabilim relația care există între valoarea efectivă a impulsurilor generate de sonda termometrului.

Vom nota cu t_1 timpul cît contactele sondei sînt închise, timp în care în circuitul sondei curge curentul $I_{max} = \frac{U}{R}$ (unde U este tensiunea aplicată circuitului și R rezistența totală a circuitului) iar prin T timpul unei perioade.

Considerînd că în timpul cît contactele sondei sînt deschise valoarea intensității curentului în circuit este egală cu zero, cantitatea de căldură produsă de înfășurarea de încălzire a indicatorului termometrului în timpul întregii perioade T va fi :

$$q_2 = 0{,}24\, I_{max}^2\, R_i\, t_1 = 0{,}24\, \frac{U^2}{R^2}\, R_i\, t_1$$

unde R_i este rezistența înfășurării de încălzire a indicatorului. Același efect caloric poate fi produs de un alt curent echivalent a cărui valoare o putem afla punînd condiția egalității cantităților de căldură produse de curentul maxim și cel echivalent în timpul unei perioade. Astfel :

$$q_2 = 0{,}24\, I_{max}^2\, R_i\, t_1 = 0{,}24\, I_{ef}^2\, R_i\, T$$

de unde

$$I_{ef} = I_{max}\sqrt{\frac{t_1}{T}} \text{ sau } I_{ef} = \frac{U}{R}\sqrt{\frac{t_1}{T}} \qquad (1)$$

Mărimea $I_{ef} = I_{max}\sqrt{\frac{t_1}{S}}$ apare ca valoare echivalentă a intensității ce caracterizează cantitățile de căldură produse în unitatea de timp în sondă și în indicator. Astfel căldura produsă în unitatea de timp în rezistența indicatorului este :

$$q_i = 0{,}24\, I_{ef}^2\, R_i$$

iar în a sondei :

$$q_s = 0{,}24\, I_{ef}^2\, R_s$$

deci :

$$\frac{q_i}{q_s} = \frac{R_i}{R_s}$$

Important însă este de a stabili depedența dintre temperatura ambiantă (de măsurat) și valoarea efectivă a impulsurilor de curent I_{ef}.

Pentru aceasta considerăm placa termobimetalică a sondei (fig. 2, poz. 4) încastrată și sub acțiunea căldurii transmise de rezistența ei de încălzire precum și sub acțiunea temperaturii mediului ambiant pe care o măsurăm.

Cantitatea de căldură transmisă plăcii termobimetalice de către rezistența de încălzire a sondei în unitatea de timp o notăm cu q_1.

Neglijînd în calculul nostru conductibilitatea plăcii de termobimetal, fapt pe care îl puteam face în cazul de față, volumul plăcii fiind mic și temperatura ambiantă nu prea departe ca valoare față de cea a plăcii, putem scrie ecuația încălzirii plăcii sub forma :

$$q_1\, dt = \alpha\, S\, (\theta - \theta_0) + cm d\theta \qquad (3)$$

unde

q_1 — cantitatea de căldură primită de placa termobimetalică în cal;
α — coeficientul cedării de căldură a plăcii termobimetalice în cal/cm.^{2}·°C·s;

S — suprafața plăcii termobimetalice în cm²;
C — căldura specifică a plăcii termobimetalice în cal/g °C;
m — masa plăcii termobimetalice în g.

Ecuația (3) prin intregrare dă:

$$\theta - \theta_0 = \frac{q_1}{\alpha S}\left(1 - e^{-\frac{\alpha S}{mc}t}\right)$$

Punînd în această relație:

$\theta = \theta_1$ — temperatura de încălzire a plăcii termobimetalice;
$\theta_0 = \theta_a$ — temperatura mediului ambiant de măsurat;
$t = t_1$ — timpul de încălzire a plăcii termobimetalice;

rezultă:

$$\theta_1 - \theta_a = \frac{q_1}{\alpha S}\left(1 - e^{-\frac{\alpha S}{mc}t_1}\right) \qquad (4)$$

Pe de altă parte relația care dă răcirea plăcii termobimetalice este:

$$\theta_2 - \theta_a = (\theta_1 - \theta_a)\, e^{-\frac{\alpha S}{mc}t_2} \qquad (5)$$

unde intervine: θ_2 — temperatura de răcire a plăcii termobimetalice;
t_2 — timpul de răcire a plăcii termobimetalice.

Luînd în considerație faptul că $\frac{mc}{\alpha S} = \tau$ (constanta de timp) este mult mai mare (de ordinul 10^3 s) față de timpul t de ordinul 10^{-1} s, relațiile (4) și (5) se pot simplifica cu aproximație suficientă pentru cazul real și anume:

$$\theta_1 - \theta_a = \frac{q_1 t_1}{mc} \qquad (4a)$$

deoarece $$1 - e^{-\frac{\alpha S}{cm}t} \approx \frac{\alpha S t}{cm}$$

$$\theta_2 - \theta_a = (\theta_1 - \theta_a)\left(1 - \frac{\alpha S}{cm}t_2\right) \qquad (5a)$$

De unde obținem:

$$t_1 = \frac{(\theta_1 - \theta_a)\, mc}{q_1}$$

$$t_2 = \frac{(\theta_1 - \theta_2)\, mc}{(\theta_1 - \theta_a)\, \alpha S}$$

$$\text{si } T = t_1 + t_2 = \frac{(\theta_1 - \theta_a)^2 mc\alpha S + Q_1 (\theta_1 - \theta_2) mc}{q_1(\theta_1 - \theta_a)\, \alpha S}$$

unde în cazul nostru θ_1 și θ_2 sînt foarte apropiate ca valoare una de alta și de temperatura critică.

Inlocuind în relația curentului efectiv generat de sondă valorile lui t_1 și T rezultă:

$$I_{ef} = I_{max}\sqrt{\frac{(\theta_1 - \theta_a)^2 \alpha S}{q_1(\theta_1 - \theta_2) + S\alpha(\theta_1 - \theta_a)^2}}$$

$$I_{ef} = \frac{U}{R}(\theta_1 - \theta_a)\sqrt{\frac{\alpha S}{q_1(\theta_1 - \theta_2) + \alpha S(\theta_1 - \theta_a)}} \qquad (6)$$

Se observă din această relație că $I_{ef} = f(\theta_a)$ care este singura variabilă din această relație. Funcția se anulează pentru $\theta_1 = \theta_a$. Caz care în practică este evitat prin dimensionarea plăcii termobimetalice a înfășurării de încălzire, precum și prin reglarea presiunii contactelor astfel încît:

$$\theta_1 \geqslant \theta_k > \theta_a \; maxim.$$

O altă observație cu privire la valoarea I_{ef} este faptul că această valoare scade pe măsură ce θ_a crește, prin urmare scala instrumentului indicator în ceea ce privește așezarea valorilor temperaturii este inversă în raport cu creșterea temperaturii.

Pentru determinarea cantității de căldură q_s degajată de sonda termobimetalică în unitatea de timp vom introduce în plus următoarele notații:

θ — temperatura medie a conductorului rezistenței de încălzire:
K — coeficientul de transmisie al căldurii de la rezistența de încălzire la o placă termobimetalică;
k_1 — coeficientul de cedare de căldură a rezistenței de încălzire în mediul înconjurător;
k_2 — coeficientul cedării de căldură a plăcii termobimetalice în mediul înconjurător.

In cazul acesta

$K(\theta - \theta_k)$ este cantitatea de căldură transmisă de rezistența de încălzire a termobimetalului;
$k_1(\theta - \theta_a)$ este cantitatea de căldură cedată de rezistență mediului înconjurător;
$k_2(\theta_k - \theta_a)$ este cantitatea de căldură cedată de placa termobimetalică mediului înconjurător.

Scriind ecuațiile echilibrului termic vom avea:

$$q_s = K(\theta - \theta_k) + k_1(\theta - \theta_a)$$
$$K(\theta - \theta_k) = k_2(\theta_k - \theta_a)$$

Unde eliminînd pe θ obținem:

$$q_s = \frac{kk_1 + k_1k_2 + kk_2}{k}(\theta_k - \theta_a)$$

și punînd:

$$\frac{kk_1 + k_1k_2 + kk_2}{k} = K_e$$

vom obține :

$$q_s = K_e (\theta_k - \theta_a)$$

Pentru cazul nostru (forma și dimensiunile bimetalului) precum și izolația conductorului rezistenței de încălzire (2 × M)

$$K_e = 0{,}002 \text{ cal/s°C}$$

Considerînd că generatorul de impulsuri (sonda termometrului) începe să lucreze sub temperatura 40°C (limita de jos a domeniului de măsurare) și anume la temperatura de 30°C vom avea :

$$0{,}24 I^2_{max} R_s = K_e(\theta_k - 30) \text{ iar } \theta_k = 110°C$$

$$0{,}24 I^2_{max} R_s = K_e(110 - 30) = 80 K_e = 0{,}16$$

$$R_s = \frac{0{,}16}{0{,}24 I^2_{max}} = 0{,}665 \frac{R^2}{U^2},$$

U fiind tensiunea de alimentare și R rezistența întregului circuit.

Cu aceasta relațiile care determină carcateristicile de calcul ale sondei termometrului sînt stabilite.

Urmează acum să ne ocupăm de celălalt aparat care compune ansamblul termometrului cu impulsuri și anume de indicatorul termometrului.

Am arătat mai sus că singurul gen de instrument indicator care se pretează la acest tip cu impulsuri este un instrument termic cu bimetal, care pe lîngă faptul că prin inerția lui suficient de mare nu urmărește impulsurile sondei, ci numai valoarea efectivă a acestor impulsuri, are și avantajul că prin construcția sa este insensibil la vibrații.

Indicatorul se compune dintr-o placă bimetalică în formă de U pe care se găsește înfășurată rezistența de încălzire din sîrmă de cromnichel sau constantan.

Echipajul mobil format dintr-un ac indicator și un arc lamă care formează cuplul rezistent

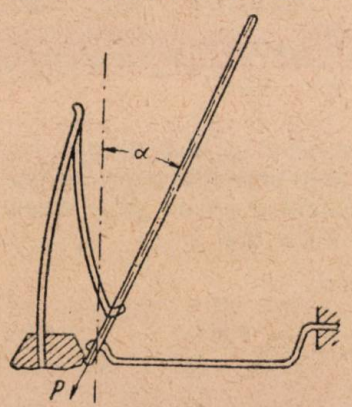


Fig. 3

este acționat de plăcuța bimetalică prin intermediul unui sistem de articulație cu două punte de aplicație în plane verticale diferite după cum arată fig. 3.

Plăcuța bimetalică a fost aleasă de forma indicată mai sus pentru că această formă asigură independența funcționării instrumentului față de temperatura ambiantă.

Dacă placa ar fi executată în formă de bandă simplă dreaptă, atunci fiecare schimbare a temperaturii exterioare ar aduce o deformație suplimentară a plăcii de termobimetal și deci indicațiile ar fi influențate și de temperatura mediului ambiant. Prin executarea plăcii în formă de U în cazul schimbării temperaturii mediului ambiant ambele brațe au tendința de a se deplasa în același sens. Cum unul din brațe este încastrat la unul din capete, deplasarea se transmite punții de legătură care prin deplasarea ei menține capătul liber al plăcii termobimetalice în aceeași poziție, indiferent de temperatura mediului ambinat.

Datorită funcțiunii lor, cele două brațe ale plăcii termobimetaloice le vom numi : cel încastrat, braț de compensație, iar cel liber, braț activ.

Dacă considerăm echilibrul termic stabilit între temperatura plăcii termobimetalice, aerul mediului înconjurător și rezistența de încălzire vom avea :

$$q_i = K_1(\theta - \theta_a)$$

unde $\theta - \theta_a$ este diferența de temperatură între brațul activ și cel de compensație, q_2 cantitatea de căldură degajată de rezistența de încălzire a instrumentului în unitatea de timp, în care intră expresia valorii efective a curentului stabilite de sondă pentru o anumită valoare a temperaturii ce se măsoară. K_1 este un coeficient de proporționalitate care caracterizează schimbul de căldură în momentul stabilirii echilibrului și care determinat experimental pentru cazul nostru este aproximativ 0,0015 cal/s°C.

Deci :

$$\theta - \theta_a = \frac{q_i}{K_1} = \frac{0{,}24 R I^2_{ef}}{K_1}.$$

Pentru a determina caracteristica instrumentului adică variația unghiului de deplasare a acului indicator în funcție de valoarea I_{ef}, respectiv de temperatura măsurată vom considera sistemul de articulație elastică dintre brațul activ al plăcii termobimetalice, ac indicator și arcul rezistent (fig. 3).

Asupra plăcii termobimetalice lucrează o singură forță P (reacțiunea acului indicator) pe direcția acului indicator. Pe de altă parte, sub acțiunea temperaturii produsă de energia datorată valorii efective a curentului momentul de încovoiere a plăcii bimetalice va fi :

$$M = \frac{1}{8} h^2 b^2 E (\alpha_1 - \alpha_2)(\theta - \theta_a)$$

unde :

$\alpha_1 - \alpha_2$ — diferența coeficienților de dilatare ale celor două componente ale termobimetalului (sensibilitatea termobimetalului) ;
h — grosimea termobimetalului ;
b — lățimea termobimetalului ;
E — modulul de elasticitate mediu al componentelor termobimetalului.

Brațul activ al plăcii termobimetalice poate fi considerat ca o grindă elastic încastrată. Pentru a determina condițiile de încastrare trebuie mai întîi să determinăm deformația brațului de compensare.

Datorită poziției excentrice a forței P, asupra brațului de compensare se poate considera că acționează componenta $P\sin\alpha$ perpendiculară pe capăt, care dă momentul de încovoiere la capătul brațului de compensare

$$M_c = Pl\sin\alpha.$$

In cazul acesta ecuația liniei elastice a brațului de compensare va fi :

$$y = \frac{Px^2\sin\alpha}{6EJ}$$

J este momentul de inerție al secțiunii transversale, iar x și y coordonatele punctelor liniei medii elastice. Deci condițiile de încastrare a brațului activ sînt :

$$\frac{dy}{dx} = \frac{Pl^2\sin\alpha}{2EJ} \qquad y = \frac{Pl^3\sin\alpha}{6EJ}.$$

Avînd aceste condiții ale liniei medii elastice completată cu condițiile încastrării elastice devine

$$y = \frac{3(\lambda_1-\lambda_2)(\theta-\theta_a)x^2}{4h} - \frac{Plx^2\sin\alpha}{2EJ} +$$

$$+ \frac{Px^3\sin\alpha}{6EJ} - \frac{Pl^2x\sin\alpha}{2EJ} + \frac{Pl^3\sin\alpha}{6EJ}.$$

Neglijînd alungirea lui l (lungimea brațului activ) în cazul încălzirii (foarte mică) putem face în ecuație $x = 1$.

Ecuația devine :

$$y = \frac{3(\lambda_1-\lambda_2)(\theta-\theta_a)l^2}{4h} - \frac{2Pl^3\sin\alpha}{3EJ}$$

unde necunoscute sînt mărimile y, P și $\theta-\theta_a$ care se scot din condițiile de legătură ale resortului și plăcii termobimetalice prin acul indicator.

Dacă P_n este componenta normală a lui P care acționează asupra resortului, iar Z_1 deformația resortului

$$P_n = \frac{3EJ}{l_r^3} z_1 = Cz_1$$

unde $C = \frac{3EI}{l_r^3}$ este un coeficint constant ce se poate determina prin calcul sau experimental. Dacă P_0 este întinderea inițială a resortului și Z_0 deformația inițială a resortului vom avea :

$$P_0 = Cz_0 \quad P_n = Cz_1 = C\ (Z - Z_0)$$

unde Z este deplasarea reală a capătului resortului.

Deci :

$$P_n = P_0 + Cz.$$

Deplasarea punctului de articulație poate fi considerată liniară avem : $Z = m\ (1 - \cos\alpha)$ unde m este lățimea tăieturii în acul indicator și considerînd că

$$P_n = P\cos\alpha$$

și

$$P = \frac{P_n}{\cos\alpha} = \frac{P_0}{\cos\alpha} + \frac{Cm(1-\cos\alpha)}{\cos\alpha}$$

în ecuația liniei elastice a brațului activ făcînd

$$y = m\sin\alpha \text{ și } P = \frac{P_0}{\cos\alpha} + \frac{Cm(1-\cos\alpha)}{\cos\alpha}$$

obținem :

$$m\sin\alpha = \frac{3}{4h}(\alpha_1-\alpha_2)\ l^2\ (\theta-\theta_a) -$$

$$- \frac{2l^3}{3EJ}\operatorname{tg}\alpha\ [P_0 + Cm(1-\cos\alpha)]$$

$$\theta-\theta_a = \frac{4hm\sin\alpha}{3(\lambda_1-\lambda_2)l^2} + \frac{8hl}{9(\alpha_1-\alpha_2)EJ}[P_0 + Cm(1-\cos\alpha)]\operatorname{tg}\alpha$$

$$\theta-\theta_a = \left(\frac{4mh}{3(\alpha_1-\alpha_2)l^2} - \frac{8hlCm}{9(\alpha_1-\alpha_2)EJ}\right)\sin\alpha + \frac{8hl}{9(\alpha_1-\alpha_2)EJ}(P_0 + Cm)\operatorname{tg}\alpha.$$

Se observă ușor că coeficientul lui $\sin\alpha$ este mult mai mic în comparație cu cel al lui $\operatorname{tg}\alpha$. Deci nu facem o eroare prea mare punînd în locul lui $\sin\alpha$ $\operatorname{tg}\alpha$

Vom avea :

$$\theta-\theta_a = \left[\frac{4mh}{3(\alpha_1-\alpha_2)l^2} + \frac{8hlP_0}{9(\alpha_1-\alpha_2)EJ}\right]\operatorname{tg}\alpha$$

sau

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{9(\alpha_1-\alpha_2)EJl^2}{4h(2l^2P_0 + 3mEJ)}(\theta-\theta_0) = \frac{(\alpha_1-\alpha_2)E\Phi}{4h}(\theta-\theta_0) \qquad (7)$$

cum

$$\theta - \theta_0 = \frac{0{,}24\, R\, I_{ef}^2}{K_1}$$

rezultă

$$\operatorname{tg}\alpha = 6 \cdot 10^{-2}\, \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)\, E\, \Phi}{h\, K_1}\, R I_{ef}^2,$$

unde după cum s-a stabilit mai înainte I_{ef} este o funcție de temperatură ce trebuie să se măsoare cu acest instrument și este dată de relația (6).

Ceea ce s-a scos în evidență prin această relație este faptul că pentru dimensiuni de gabarit și formă constructivă dată a instrumentului se poate prin schimbarea dimensiunii de gabarit a se înlocui termobimetalul prescris cu un altul cu calități (sensibilități) diferite, problemă care s-a pus la asimilarea acestui tip de instrument de către industria noastră. Astfel s-au luat în vederea rezolvării problemei, epruvete din material original și din cel găsit în țară la data respectivă.

Vom nota epruvetele : cu $E_v I$ cea din materialul original, respectiv cu E_v II cealaltă. Dimensional epruvetele s-au prezentat astfel :

	Lungimea l_b, mm	Grosimea h, mm	Lățimea b, mm
E_v I	28,2	0,3	2
E_v II	30	0,3	2

Supuse la încercări s-au găsit următoarele rezultate :

	Temperatura °C	Temperatura ambiantă °C	Săgeata la capăt. y, mm
E_v I.	85	87	1,30
E_v II.	17	17	1,10

Din aceste măsurători s-au determinat sensibilitățile celor două termobimetale :

$$\alpha_1 - \alpha_2 = \frac{4}{3}\, \frac{y_1 h_1}{(\theta - \theta_a) l_b^2} = \frac{4.\,1{,}3 \cdot 0{,}3}{3(85-17)28{,}2^2} = 0{,}955 \cdot 10^{-5}$$

$$\alpha_1' - \alpha_2' = \frac{4}{3}\, \frac{1{,}1.\,0{,}3}{(81{,}- 17)\, 30^2} = 0{,}11 \cdot 10^{-5}.$$

Al doilea termobimetal fiind mai puțin sensibil, în cazul păstrării aceloraș dimensiuni la sonda termometrului, se făcea necesară modificarea temperaturii critice.

Noua temperatură critică se poate obține punînd condiția ca săgețile termobimetalelor obținute în ambele cazuri să fie egale :

$$y = y' = \frac{3}{4}\, \frac{(\theta_k - \theta_a)(\alpha_1 - \alpha_2) l_b^2}{h} =$$

$$= \frac{3}{4}\, \frac{(\theta_k' - \theta_a)(\alpha_1' - \alpha_2') l_b^2}{h}$$

$$(\theta_k - \theta_a)(\alpha_1 - \alpha_2) = (\theta_k' - \theta_a)(\alpha_1' - \alpha_2') \rightarrow$$

$$\frac{\theta_k - \theta_a}{\theta_k' - \theta_a} = \frac{\alpha_1' - \alpha_2'}{\alpha_1 - \alpha_2}.$$

Unde înlocuind valorile determinate prin încercare vom avea :

$$\frac{110-30}{\theta_k' - 30} = \frac{0{,}715}{0{,}95} \rightarrow \frac{80-0{,}95}{0{,}715} = \theta_k' - 30 = 106°C$$

$$\theta_k' = 106 + 30 = 136°C$$

unde

$\theta_k = 110°C$

$\theta_0 = 30°C$ temperatura minimă la care sonda termometrului începe să lucreze.

Prezența noii temperaturi critice face necesară modificarea dimensionării circuitului de încălzire a termobimetalului. Punînd condiția ca I_{max} și deci și I_{ef} să nu se schimbe, rezultă că vom păstra valoarea rezistenței totale R a circuitului compus din : rezistenta sondei termometrului, rezistenta instrumentului indicator și rezistența adițională legate în serie. Valoarea măsurată a lui $R = 43\ \Omega$. In acest caz noua rezistența a sondei bimetalului se obține :

$$0{,}24 I_{max}^2 R_s = (136-30)\, K_e = 106\, K_e, \text{ cum } K_e = 0{,}002 \text{ cal/s °C}$$

$$0{,}24\ I_{max} R_s = 0{,}002 \cdot 106 = 0{,}212, \text{ iar}$$

$$R_s = \frac{0{,}212}{0{,}24} \cdot \frac{R^2}{U^2} = 0{,}885\, \frac{R^2}{12^2}$$

$$R_s = 0{,}885\, \frac{43^2}{12^2} = 11{,}3\Omega.$$

Această soluție care duce la modificarea rezistenței sondei, nefiind acceptată, produsul nefiind interșanjabil cu cele de fabricație originală sovietică, trebuie găsită o alta care să păstreze aceeași temperatură critică și să nu schimbe caracteristicile electrice ale instrumentului.

Orice altă soluție impune modificarea dimensională a plăcii termobimetalice. Singura dimensiune care poate fi modificată cel mai ușor fără a duce la modificarea dimensiunilor de gabarit ale sondei este grosimea h.

Punînd aceeași condiție de mai sus vom avea :

$$y = y' = \frac{3}{4}\, \frac{(\theta_k - \theta_a)(\alpha_1 - \alpha_2) l_b^2}{h} =$$

$$= \frac{3}{4}\, \frac{(\theta_k - \theta_a)(\alpha_1' - \alpha_2') l_b^2}{h'}$$

sau

$$\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_1' - \alpha_2'} = \frac{h}{h'}$$

unde înlocuind datele cunoscute :

$$\frac{0,95}{0,71} 0,3 = h' \qquad h' = 0,226 \text{ mm.}$$

S-a luat $h' = 0,25$ mm ținîndu-se cont de posibilitatea de reglare a instrumentului prin reglarea presiunii pe contacte, care s-a neglijat în calcul. Pentru soluționarea problemei termobimetalului instrumentului indicator s-a adoptat aceeași rezolvare și anume aceea a modificării grosimii termobimetalului (dimensiunea h) ținînd cont de modificarea produsului E $(\alpha_1 — \alpha_2)$ din relația (7) și punînd condiția ca unghiul de deplasare a acului indicator al instrumentului să rămînă același.

O observație interesantă cu privire la instrumentul indicator este și aceea că modificarea termobimetalului poate fi exploatată și în vederea îmbunătățirii acestui aparat și anume prin reducerea dimensiunii h (grosimea termobimetalului) se poate reduce valoarea rezistenței de încălzire a termobimetalului și prin aceasta se prelungește viața izolației firului încălzitor. Astfel, pentru o placă termobimetalică cu $h = 0,3$ mm este necesară o rezistență de încălzire a instrumentului indicator $R_i = 18\ \Omega$.

Temperatura cedată de firul încălzitor plăcii bimetalice este dată de relația :

$$q_i = 0,24\ RI_{ef}^2 = K_1 \theta_1$$

θ_1 = temperatura cedată de firul încălzitor plăcii bimetalice ; $K_1 = 15.10^{-4}$ cal/s°C în cazul conductorului izolat cu $2 \times M$; iar I_{ef} corespunzător pentru cazul cel mai defavorabil $= 0,24$ A, deci :

$$\theta_1 = \frac{1,33.10.10^{-2}}{15.10^{-2}} = 159°C.$$

In cazul unei plăci termobimetalice cu $h' = 0,2$ mm este necesară o rezistentă de încălzire a instrumentului indicator $R_1 = 11\ \Omega$ pentru a se obține aceleași deplasări ale acului indicator pentru aceleași valori ale curentului efectiv ca mai sus.

La fel vom obține :

$$\theta_1 = \frac{0,24.11.0,24^2}{15.10^{-4}} = 98°C.$$

Deci avem o reducere a temperaturii de lucru a instrumentului de aproximativ 60°C.

S-au făcut experimentări cu aparate modificate în sensul arătat mai sus și rezultatul a fost că ele au rezistat la 1000 ore funcționare în condițiuni satisfăcătoare fără distrugerea izolației. Această problemă rămîne încă în studiu, ea neputîndu-se în momentul de față aplica din considerentul expus mai sus și anume interșanjabilitatea cu instrumentele existente.

Bibliografie:

Popov V. A.: Avtotraktornie priborî, Maşiz, Moscova, 1953

Mojaev V. N.: Echipamentul electric al tractoarelor și autovehiculelor, Editura Energetică de Stat, București 1954.

Vorobiev A. I. și *Caţnelson O. G.*: Termobimetalul și aplicațiile lui în construcțiile de aparate și automatizări, Editura Energetică de Stat, București, 1953.

★

УКАЗЫВАЮЩИЕ ПРИБОРЫ ДАВЛЕНИЯ И ТЕМПЕРАТУРЫ ДЛЯ АВТО ОБОРУДОВАНИЯ ТИПА С ИМПУЛЬСОМ

Резюме

Излагается принцип работы термометра с импульсами для авто оборудования, Потом устанавливается ряд элементов расчета. В заключении показываются возможности получения конструктивных улучшений.

★

DRUCK- UND TEMPERATURANZEIGER FÜR KRAFTFAHRZEUGEAUSRÜSTUNGEN MIT IMPULSANTRIEB

Zusamenfassung

Es werden zunächst die Betriebsgrundlagen des Impulsthermometers für Kraftafahrzeugeausrüstungen beschrieben. Danach werden einige Berechnungselemente festgesetzt. Als Abschluss wird die Möglichkeit der Verwirklichung und einiger konstruktionen Verbesserungen gezeigt.

Introducere elementară în teoria comunicațiilor

Prof. Ing. AL. SPĂTARU

621.391

Se prezintă bazele elementare ale teoriei informației și se explică modul de justificare teoretică a utilizării transmisiunilor multiple.

La începuturile radiotehnicii, tehnicienii își concentrau întreaga atenție, cu exclusivitate, asupra modului de funcționare a aparatelor de emisie și de recepție. Mai tîrziu, au început să se ocupe și de modul în care se face propagarea undelor de la emițător la receptor, aceste studii luînd o amploare deosebit de mare. In ultimul timp au început să studieze probleme și mai abstracte și anume di-

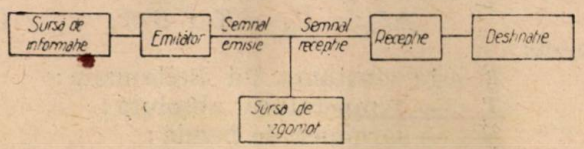


Fig. 1

feritele posibilități de a transmite în condiții optime mesajele. Astfel a luat naștere teoria informației.

Inainte de a arăta care sînt noțiunile de bază ale teoriei informației, este necesar să se dea următoarele definiții :

Se numește *mesaj* ansamblul de idei (sau imagini în cazul televiziunii) care trebuie comunicat unui corespondent.

Informația este conținutul măsurabil al mesajului.

Semnalul este o manifestare fizică care materializează mesajul.

Pentru a exemplifica, se va considera schematic un lanț de transmisiune unidirecțional (fig. 1).

Semnalul în cazul modulației de amplitudine poate fi scris sub forma :

$$S(t) = [A + I(t)] \cos \Omega_0 t$$

unde :

A este o constantă ;

$I(t)$ — informația ce o transmitem ;

$\cos \Omega_0 t$ — unda purtătoare.

In cazul modulației de frecvență :

$$S(t) = A \cos (\Omega_0 t + \varphi)$$

iar informația $I(t)$ este cuprinsă în termenul φ în conformitate cu relația :

$$I(t) = \frac{d\varphi}{dt} .$$

Să considerăm că avem o informație I, ea este o funcție continuă de timp, continuitatea ei însă nu rezultă din caracteristicile informației, ci din aproximările inevitabile care se fac asupra acestei informații.

Cu cît dorim să avem o aproximație mai mică, cu atît trebuie mărite mijloacele tehnice. Aceasta înseamnă o scumpire a instalațiilor și nu este economic să facem acest lucru peste limita la care ameliorarea obținută nu mai este apreciată de simțurile noastre.

Rezultă deci, că totdeauna se va transmite informația I definind o curbă $I(t)$ cu o dublă aproximație $\pm \frac{\Delta T}{2}$ și $\pm \frac{\Delta I}{2}$, ΔT și ΔI fiind două mărimi care definesc aproximația curbei noastre. Să împărțim planul care conține coordonatele I, t în dreptunghiuri avînd laturile ΔT și ΔI. Să admitem că, curba $I(t)$ (fig. 2) între momentele O și T este definită de N dreptunghiuri succesive

$$N = \frac{T}{\Delta T} .$$

In practică, mărimea $I(t)$ nu poate să întreacă o anumită valoare maximă I_M din cauză că

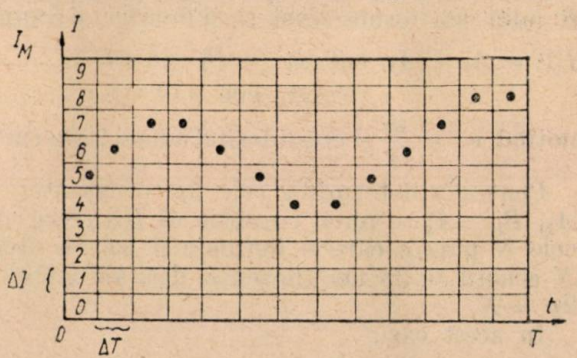


Fig. 2

puterea instalațiilor noastre este limitată. Să divizăm această valoare maximă în K intervale astfel $K = \frac{I_M}{\Delta I}$.

In planul care conține dreptunghiurile elementare informația $I(t)$ va fi definită de puncte care se găsesc în centrul dreptunghiurilor și deci între momentele O și T ne va apărea ca un număr de N cifre într-un sistem cu baza K (astfel informația trasată în fig. 2 poate fi reprezentată de numărul 5677654456788).

Intre aceste momente vom putea avea deci $(AR)_K^N = K^N$ numere diferite, adică, informații diferite.

Prin definiție numim *cantitate de informație* (H) logaritmul numărului de informații de care dispunem între momentele O și T adică :

$$H = N \log K = \frac{T}{\Delta T} \log \frac{I_M}{\Delta I} . \qquad (I)$$

Din această definiție apare că : cantitatea de informație este direct proporțională cu intervalul de timp T. Și este foarte logic să fie așa fiindcă memoria noastră nu înregistrează o informație globală ci succesiv cele N cifre care o compun. Și tocmai pentru a apare proporționalitate s a luat logaritmul lui K^2 pentru definirea cantității de informație.

Din expresia lui H dată de (1) se poate defini o nouă mărime numită *viteza de informare* R:

$$R = \frac{H}{T} = \frac{1}{\Delta T} \log K. \qquad (2)$$

Aceasta este independentă de intervalul de timp considerat și nu depinde decît de aproximațiile ΔT și ΔI cît și de maximul mărimii I.

Din definițiile de mai sus ar rezulta că se vor putea obține cantități de informație infinite dacă ΔT sau ΔI ar tinde către zero.

Vom vedea însă că acest lucru nu este posibil în practică deoarece ne vom izbi de limitări fizice de netrecut.

Din punct de vedere fizic, curba $I(t)$ poate să reprezinte un curent, o tensiune, o putere etc. și ea este definită de N puncte situate în centrul dreptunghiular (ΔT, ΔI).

Intre momentele 0 și T funcția $I(t)$ poate fi pusă sub forma unei serii Fourier și anume :

$$I(t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + \ldots + A_p \cos p\,\omega t \qquad (3)$$

notînd $\omega = \frac{2\pi}{T}$ și considerînd numai $2p$ termeni.

Pentru a determina cele $2p$ constante A_0, A_1, $B_1 \ldots A_p$ se pune condiția că $I(t)$ trece prin cele N puncte care o definesc și se va obține N ecuații cu $2p$ necunoscute, deci va trebui ca $2p = N$.

In acest caz :

$$p = \frac{N}{2} \cdot \frac{2\pi}{T} = \frac{T}{2\Delta T} \cdot \frac{2\pi}{T} = 2\pi \frac{1}{2\Delta T}.$$

Dacă notăm cu

$$f = \frac{1}{2\,\Delta T}$$

obținem :

$$p\,\omega = 2\pi f \qquad (4)$$

deci $f = \frac{1}{2\Delta T}$, reprezintă cea mai înaltă frecvență transmisă din spectrul semnalului iar circuitele vor trebui să aibă lărgimea, de bandă corespunzătoare pentru a trece această frecvență.

Astfel se vede că aproximația ΔT este legată direct de o caracteristică a aparatajului și anume de lărgimea de bandă. Deci dacă vrem să transmitem o informație cît mai exact, cu o aproximație ΔT cît mai mică (adică să transmitem armonici ale semnalului de ordin cît mai ridicat) va fi nevoie de lărgimi de bandă cît mai mari.

Practic însă nu se pot realiza lărgimi de bandă oricît de mari deci nici ΔT nu poate fi oricît de mic el este limitat de lărgimea de bandă practic realizabilă.

Să vedem acum care sînt factorii care limitează pe ΔI. După cum s-a arătat, I nu poate fi oricît de mare din cauză că orice aparat de emisie are o putere limitată și deci și puterea la recepție va avea o valoare limită.

Să considerăm că $I(t)$ reprezintă o putere și anume puterea medie de audiofrecvență la recepție (deci puterea după demodulare) și în acest caz să împărțim pe $I_M = P$ în K intervale ΔI.

La recepție însă nu recepționăm numai semnale ci și zgomotele și vom considera cazul cînd zgomotele sînt date numai de fluctuații (cum este cazul la frecvențe foarte înalte și ultraînalte).

In acest caz puterea medie a zgomotului la intrarea unui receptor ideal este

$$\Delta I_{si} = P_{si} = K\,T\,B\,\Phi_s \qquad (5)$$

unde:

K este constanta lui Boltzmann ;
T — temperatura absolută ;
B — lărgimea de bandă ;
Φ_s — factorul de zgomot al receptorului.

Prezența acestui zgomot provoacă în semnalul recepționat audio, fluctuații $\Delta I_s = P_s$ care pot fi confundate cu ΔI dacă ΔI este mai mic decît ΔI_s.

Deci ΔI nu poate fi făcut oricît de mic el avînd o limitare fizică dată de zgomotul de fond și anume $\Delta I \geqslant \Delta I_s$.

Din momentul în care la recepție s-a suprapus zgomotul de fond peste semnal, noi nu mai putem face după demodulare nici o distincție între informație și zgomot. Deci puterea (medie) maximă la recepție va fi :

$$I_M + \Delta I_s$$

și această mărime o vom împărți în K intervale :

$$K = \frac{I_M + \Delta I_s}{\Delta I_s} = 1 + \frac{I_M}{\Delta I_s}$$

sau punînd notațiile obișnuite :

$$K = 1 + \frac{P}{P_s}$$

și în acest caz cantitatea de informație H va fi :

$$H = N \log K = \frac{1}{\Delta T} \log \left(1 + \frac{P}{P_s}\right)$$

sau fiindcă

$$\frac{1}{\Delta T} = 2f$$

avem :

$$H = 2fT \log \left(1 + \frac{P}{T_s}\right) \qquad (6)$$

și viteza de informare

$$R = 2f \log \left(1 + \frac{P}{P_s}\right) \qquad (7)$$

In aceste expresii f este frecvența audio cea mai înaltă care trebuie transmisă, iar $\frac{P}{P_s}$ este raportul semnal/zgomot după demodulare.

Aceste mărimi sînt determinate numai de natura mesajului; astfel dacă vrem să avem o convorbire telefonică de foarte bună calitalte trebuie să luăm $f = 3600$ Hz, iar $\frac{P}{P_s} = 10^6$ (60 db) și să le înlocuim în (7).

Informația pe unitatea de timp astfel obținută poate fi transmisă în mai multe moduri. O mărime care caracterizează canalul care transmite informația este *capacitatea de transmisie a canalului*:

$$C = B \log\left(1 + \frac{P_i}{P_{si}}\right) \qquad (8)$$

unde B este lărgimea de bandă *R.F.* a canalului iar $\frac{P_i}{P_{si}}$ este raportul puterilor semnal/zgomot la intrarea în receptor (P_1 este puterea medie de *R.F.* a semnalului la intrarea în receptor, iar P_{si} este puterea medie de zgomot la intrarea în receptor).

Pentru a avea o instalație cît mai ieftină care să ne transmită informația pe unitatea de timp dată de (7), va trebui ca aceasta să nu aibă o bandă de trecere B mai mare decît strictul necesar, iar pe de altă parte trebuie să obțină la ieșire raportul semnal/zgomot $\frac{P}{P_s}$ cerut cu un raport semnal/zgomot la intrare cît mai *mic* pentru a putea utiliza la emisie o *putere cît mai mică*.

Pornind de la această idee s-a ajuns la realizarea de sisteme de modulație la care raportul semnal/zgomot la ieșire este mai mare decît raportul semnal/zgomot la intrarea în receptor.

Pentru a putea compara diferitele moduri de transmisie din punctul de vedere arătat mai sus definim randamentul sau coeficientul de utilizare al căii, astfel:

$$\gamma = \frac{R}{C} \qquad (9)$$

Dacă avem două sisteme care transmit aceeași informație R pe unitatea de timp și cu randamentele γ_1 și γ_2 vom avea:

$$\frac{\gamma_1}{\gamma_2} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{B_2}{B_1} \frac{\log\left(1 + \frac{P_{i2}}{P_{si2}}\right)}{\log\left(1 + \frac{P_{i1}}{P_{si1}}\right)} \qquad (10)$$

iar P_{si} fiind proporțional cu lărgimea de bandă $P_{si} = aB$ obținem:

$$\left(1 + \frac{P_{i1}}{aB_1}\right)^{B_1\gamma_1} = \left(1 + \frac{P_{i2}}{aB_2}\right)^{B_2\gamma_2}. \qquad (11)$$

Dacă ambele sisteme au aceeași lărgime de bandă $B_1 = B_2$ iar randamentul sistemului (1), adică γ_1 este mai mare ca γ_2, atunci sistemul (1) va avea nevoie de o putere mai mică.

In felul acesta avem un criteriu relativ simplu de a compara diferite sisteme de comunicații între ele.

Cu ajutorul celor de mai sus putem să stabilim teoria fundamentală pentru transmisiile multiple.

Să presupunem că avem n aparate care transmit fiecare o informație distinctă. In acest caz capacitatea totală va fi de n ori capacitatea unui singur sistem

$$C_T = nC = nB \log\left(1 + \frac{P_i}{P_{si}}\right). \qquad (12)$$

Ori dacă am dispune de un singur aparat care să aibă o bandă de trecere B_T și o putere P_T de n ori mai mare decît a unui aparat individual, $B_T = nB$ și $P_T = nP_i$, atunci capacitatea lui va fi:

$$C'_T = B_T \log\left(1 + \frac{P_T}{P_{sT}}\right) = nB \log\left(1 + \frac{nP_i}{P_{sT}}\right) \qquad (13)$$

ori puterea de zgomot P_{sT} este proporțional cu banda, deci banda crescînd de n ori va crește și zgomotul de n ori, adică $P_{sT} = nP_{si}$. Astfel vom avea

$$C'_T = nB \log\left(1 + \frac{P_i}{P_{si}}\right) = nC. \qquad (14)$$

Deci capacitatea de transmisie va fi aceeași fie că vom avea n sisteme distincte fie că vom avea un singur sistem cu o putere și cu o lărgime de bandă de n ori mai mare.

Această concluzie teoretică are o foarte mare valoare practică fiindcă în baza ei sîntem îndreptățiți să construim aparate unice de putere și lărgime de bandă, mai mare pentru transmisiuni cu mai multe căi. In felul acesta construcția va fi mult mai ieftină decît dacă am construi n aparate distincte. Există desigur și alte puncte de vedere care să micșoreze acest avantaj printre care și faptul că puterea și lărgimea benzii nu poate fi făcută oricît de mari, adică numărul canalelor este practic limitat.

In cele de mai sus s-a căutat să se arate bazele elementare ale teoriei comunicațiilor (informației) și printr-un exemplu s-a arătat cum se poate justifica teoretic în modul cel mai simplu utilizarea transmisiunilor multiple. Teoria comunicațiilor a dus la realizarea a noi sisteme de modulație și a găsit numeroase aplicații și în alte domenii de activitate.

Bibliografie

Annales des télécommunications, ian.-iulie-aug.-sept. 1950; martie-apr. 1951.

ЭЛЕМЕНТАРНОЕ ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИИ СВЯЗИ

Рассматриваются элементарные основы теории информации и объясняется при помощи теоретического обоснования использования многократных передач.

ELEMENTÄRE EINFÜHRUNG IN DER THEORIE DES NACHRICHTENWESENS

Es werden die elementären Grundlagen der Theorie des Nachrichtenwesens dargestellt. Als Beispiel dient die theoretische Justifizierung des Vielfachverkehrs.

Contribuție la calculul oscilatorilor electronici autoblocați periodic

Conf. ing. C. ȘORA

621.396.615.14.001.24

Se face o analiză a procesului fizic care are loc într-un oscilator electronic autoblocat periodic și se studiază folosirea lui, pentru producerea tensiunii în dinți de fierestrău și cu dispozitiv electronic, generator de impulsuri. Apoi se prezintă o metodă de calcul elaborată de autor. Relațiile stabilite pe cale analitică, presupun un regim de oscilație staționar, în sensul că, după fiecare perioadă tensiunea trece prin aceleași valori. Metoda este exemplificată printr-o aplicație.

A. Considerații generale

Oscilatorii electronici autoblocați periodic, își găsesc o largă răspîndire în montajele de baze de timp, pentru producerea tensiunii în dinți de fierăstrău. In televiziune, radar, radiocomunicații prin impulsuri etc. le găsim adesea într-o formă particulară (blocking-oscilatori), ca dispozitive electronice pentru producere de impulsuri.

In principiu, un oscilator electronic autoblocat, este un oscilator $L\,C$ obișnuit, avînd în circuitul de grilă, grupul de negativare automată, format din condensatorul C_g și rezistența R_g.

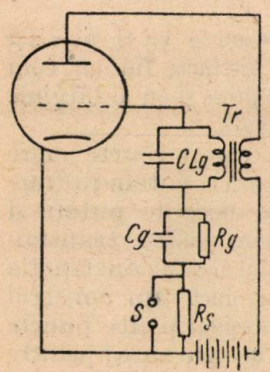


Fig. 1. Schema oscilatorului electronic autoblocat periodic

La o alegere potrivită a elementelor din schemă, curentul de grilă care apare în timpul oscilațiilor, încarcă condensatorul C_g, astfel că într-un timp foarte scurt tensiunea negativă de grilă depășind suficient de mult tensiunea de tăiere a tubului, oscilațiile încetează. In continuare, tubul rămîne tăiat, iar condensatorul C_g se descarcă prin rezistența R_g. Cînd tensiunea de grilă — ca urmare a descărcării condensatorului — devine în valoare absolută mai mică decît tensiunea de tăiere a tubului, oscilațiile apar din nou și procesul se repetă.

Această comportare diferită față de a unui oscilator obișnuit, implică în primul rînd, un cuplaj strîns al transformatorului T_r și valori potrivite pentru R_g și C_g.

Dacă tensiunea alternativă din circuitul de grilă al transformatorului de cuplaj este destul de mare, iar condensatorul C_g de valoare destul de mică, încărcarea lui se face în prima alternanță pozitivă. Pentru a obține un cuplaj cît mai strîns, care să favorizeze încărcarea rapidă a condensatorului C_g, transformatorul de cuplaj se execută în mod obișnuit cu miez feromagnetic, avînd un raport de transformare, cuprins între 0,25 și 1.

Tensiunea în dinți de fierăstrău, se ia de la bornele condensatorului C_g (fig. 2). In intervalul de timp t_1, condensatorul C_g se încarcă

Intervalul de timp t_1 corespunde descărcării condensatorului după o exponențială, cu constanta de timp $C_g\,R_g$.

Influența inductivității și rezistenței ohmice a înfășurării transformatorului de cuplaj se poate neglija. Deoarece $t_2 \gg t_1$, perioada oscilațiilor în dinți de fierăstrău $T = t_2 + t_2$, depinde practic numai de constanta de timp $C_g R_g$. La o anumită valoare a capacității

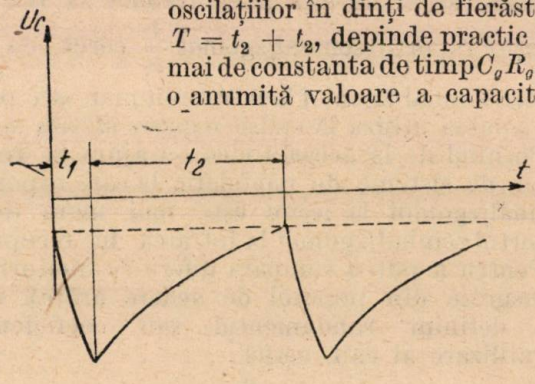


Fig. 2. Tensiunea în dinți de fierăstrău, la bornele condensatorului C_g.

C_g, perioada variază o dată cu rezistența R_g. Amplitudinea tensiunii în dinți de fierăstrău depinde numai de valoarea capacității condensatorului C_g. Rezistența R_g, nu are practic nici o influență asupra încărcării condensatorului C_g. Acționînd corespunzător asupra valorilor rezistenței R_g și capacității C_g, se poate regla fin și în limite destul de largi, amplitudinea și perioada tensiunii în dinți de fierăstrău.

Un element caracteristic oscilatorilor autoblocați, este faptul că amplitudinea și frecvența oscilațiilor în dinți se fierăstrău nu sînt stabile. Ele variază cu tensiunea de alimentare, negativare sau de filament a tubului. Această situație impune sincronizarea oscilatorului, care se poate face, fie cu o tensiune sinusoidală, fie prin impulsuri de scurtă durată, introduse în circuitul de grilă, de exemplu la bornele rezistenței R_s (fig. 2).

Oscilatorul electronic autoblocat produce la bornele transformatorului de cuplaj, o

succesiune de oscilații, separate prin intervale de repaus (fig. 3, *a* și *b*).

Dacă frecvența de rezonanță a circuitului oscilant este mare în raport cu frecvența de repetiție $f_r = \frac{1}{T_r}$, succesiunea de oscilații singulare, apare ca o succesiune de impulsuri de scurtă durată. Frecvența de repetiție se poate schimba variind rezistența R_g. Cu micșorarea acestei rezistențe scade și perioada T_r. Sub o anumită valoare a rezistenței R_g, apar oscilații întreținute (fig. 3, *b*). Fig. 3, *a*, *b* redau procesele doar calitativ.

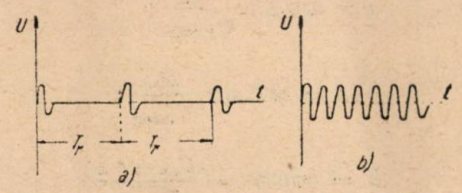


Fig. 3. Tensiunea la bornele transformatorului de cuplaj, la diferite condiții de funcționare.

O formă particulară a oscilatorilor electronici autoblocați o constituie montajele la care nu apare în mod distinct, circuitul oscilant, în circuitul anodic sau de grilă al tubului. In aceste scheme, care sînt cunoscute în literatură mai ales sub denumirea de „ blocking - oscilatori ", lipsește condensatorul caracteristic circuitului oscilant al unui oscilator (fig. 4). De fapt, numai în aparență lipsește, pentru că atît în circuitul de grilă, cît și în circuitul anodic, inductivitatea înfășurării transformatorului de cuplaj, cu capacitățile parazite ale înfășurărilor, tubului și montajului, formează un circuit oscilant.

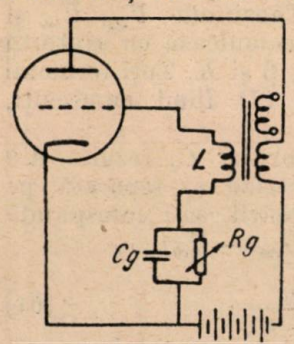


Fig. 4. Schema de principiu a unui blocking-oscilator.

La valori nu prea mici ale capacităților parazite, interpretarea fenomenelor care au loc, este aceeași ca și în cazul general al oscilatorilor autoblocați periodic. In literatura de specialitate [1] [4] [5] mai ales atunci cînd capacitățile parazite ca elemente într-un circuit oscilant nu justifică apariția unor oscilații suficient de puternice, explicația procesului care are loc, se face plecînd de la alte considerații, pe care nu le mai expunem, deoarece ele se găsesc descrise pe larg în bibliografia menționată.

Un blocking-oscilator poate produce impulsuri de tensiune cu front abrupt, de la cîteva zecimi de microsecundă, pînă la cîteva sute de microsecunde, cu o frecvență de repetiție de la cîteva impulsuri pe secundă, pînă la cîteva zeci de mii. Impulsurile de tensiune pot fi luate din circuitul de grilă, anodic, sau cu ajutorul unei a treia înfășurări (fig. 4). In ceea ce privește forma, ea variază în funcție de parametrii schemei. Tuburile care se folosesc sînt în majoritatea cazurilor triode, cu pantă cît mai mare.

B. Metodă de calcul

Pornind de la procesul fizic care are loc într-un oscilator electronic autoblocat, se prezintă o metodă de calcul, privind situația în care încărcarea condensatorului C_g se face într-o singură alternanță. Metoda se poate aplica și în cazul blocking-oscilatorilor, dacă impulsul de tensiune nu se abate prea mult de la o variație sinusoidală.

In fig. 5 s-a trasat alternanța pozitivă a tensiunii din circuitul de grilă, la bornele transformatorului de cuplaj U_{gT} și tensiunea în dinți de fierăstrău U_c de la bornele condensatorului C_g. Incărcarea condensatorului C_g se face în timpul t_1, cînd tensiunea de la bornele lui, crește de la valoarea U_{c0} la valoarea U_{cm}. Descărcarea condensatorului prin rezistența R_g, se face în timpul t_1 corespunzător constantei de timp $R_g C_g$. In regim de oscilație staționar, după fiecare perioadă, tensiunea la bornele condensatorului, va trece prin aceleași valori, ceea ce înseamnă că, descărcarea condensatorului C_g se termină, atunci cînd tensiunea la bornele lui, devine din nou egală cu tensiunea U_{c0}. care reprezintă și tensiunea de tăiere

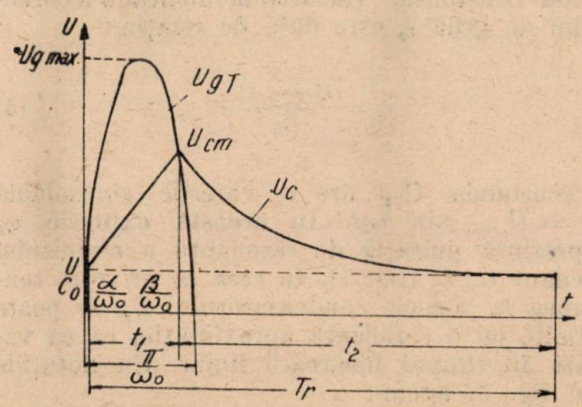


Fig. 5. Tensiunea în circuitul de grilă la bornele transformatorului de cuplaj și tensiunea în dinți de fierăstrău de la bornele condensatorului C_g.

a tubului. Condiția de a avea un regim de oscilație staționar, se poate exprima și sub forma următoare : sarcina electrică q_1 acumulată pe armăturile condensatorului C_g în timpul încărcării, trebuie să fie egală cu sarcina q_2, care părăsește armăturile, în timpul descărcării.

Deci

$$q_1 - q_2 = q. \qquad (1)$$

Sarcina q_1 se determină din relația :

$$q_1 = \int_0^{t_1} i_g \, dt \tag{2}$$

în care i_g este curentul de grilă, iar sarcina q_2 din relația :

$$q_2 = \int_0^{t_2} i_c \, dt, \tag{3}$$

în care i_c este curentul de descărcare al condensatorului C_g, prin rezistența R_g. Curbele de

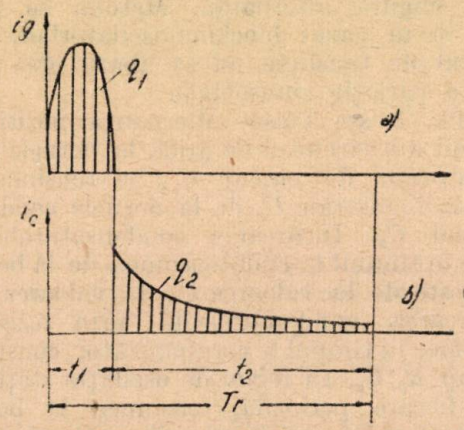


Fig. 6. Curbele de variație ale curenților i_g și i_c.

variație ale curenților i_g și i_c se pot urmări în fig. 6, *a* și *b*.

Presupunînd rezistența r_g a intervalului grilă catod constantă, valoarea momentană a curentului de grilă i_g este dată de relația :

$$i_g = \frac{U_{gT} - U_c}{r_g}. \tag{4}$$

Tensiunea U_{gT} are o variație sinusoidală $U = U_{g\,max} \sin \omega_0 t$. In această expresie ω_0 reprezintă pulsația de rezonanță a circuitului oscilant C, L_g (fig. 1). In ceea ce privește tensiunea la bornele condensatorului C_g, se poate admite cu o suficientă aproximație, că ea variază în timpul încărcării liniar. Cu notațiile din fig. 5, avem :

$$U_c = U_{c0} + \frac{U_{cm} - U_{c0}}{\beta - \alpha} \omega_0 t. \tag{5}$$

Ținînd seama de relația (4) și (5), pentru sarcina q_1 se obține expresia :

$$q_1 = \frac{1}{r_g} \int_{\frac{\alpha}{\omega_0}}^{\frac{\beta}{\omega_0}} \left[U_{g\,m} \sin \omega_0 t - \left(U_{c0} + \frac{U_{cm} - U_{c0}}{\beta - \alpha} \omega_0 t \right) \right] dt. \tag{6}$$

Efectuînd integrala, rezultă relația :

$$q_1 = \frac{1}{\omega_0 r_g} \left[U_{g\,max} (\cos \alpha - \cos \beta) - U_{c0} (\beta - \alpha) - \frac{K}{2} (\beta^2 - \alpha^2) \right] \tag{7}$$

în care :

$$\alpha = \arcsin \frac{U_{c0}}{U_{g\,max}};$$

$$\beta = \arcsin \frac{U_{cm}}{U_{g\,max}}; \tag{8}$$

$$K = \text{const.} - \frac{U_{cm} - U_{c0}}{\beta - \alpha}.$$

Deoarece avem un montaj de reacție cu cuplaj foarte strîns, se poate admite că valoarea maximă a tensiunii alternative din circuitul anodic, este de aproximativ (0,8—0,9) din tensiunea de alimentare a sursei anodice U_B. Dacă raportul de transformare al transformatorului de cuplaj este egal cu unitatea, rezultă :

$$U_{g\,max} \cong (0{,}8 - 0{,}9)\, U_B. \tag{9}$$

In mod obișnuit, amplitudinea $(U_{cm} - U_{c0})$ și perioada oscilațiilor în dinți de fierăstrău, se impun prin enunț. Tensiunile U_{cm}, U_{c0} și $U_{g\,max}$ fiind cunoscute, se calculează cu ajutorul relației (8), constantele α, β și K. Toți termenii care intervin în relația (7) fiind cunoscuți, se calculează sarcina q_1.

Capacitatea condensatorului C_g rezultă din condiția ca sarcinii electrice q_1 separată pe armături în timpul încărcării, să-i corespundă creșterea de tensiune $(U_{cm} - U_{c0})$

$$C_g = \frac{q_1}{U_{cm} - U_{c0}}. \tag{101}$$

In descrierea procesului de încărcare al condensatorului U_g, nu s-a ținut seama de prezența rezistenței R_g, montată în paralel, deoarece presupunem că valoarea ei este destul de mare, pentru ca curentul care o străbate să fie neglijabil față de curentul de încărcare al condensatorului.

In continuare, se poate trece la stabilirea relațiilor care corespund descărcării condensatorului C_g prin rezistența R_g. Ținînd seama de expresia curentului de descărcare al condensatorului, i_c :

$$i_c = \frac{U_{cm}}{R_g} \cdot e^{-\frac{t}{R_g C_g}} \tag{11}$$

relația (3) devine :

$$q_2 = \int_0^{t_2} \frac{U_{cm}}{R_g} \cdot e^{-\frac{t}{R_g C_g}} dt. \tag{12}$$

După integrare obținem :

$$q_2 = U_{cm} C_g \left(1 - e^{-\frac{t_2}{R_g C_g}}\right). \qquad (13)$$

In această relație, mărimile C_g, U_{cm} și $q_2 = q_1$ sînt cunoscute. In ceea ce privește timpul de descărcare al condensatorului t_2, el rezultă din relația :

$$t_2 = T_r - t_1 = T_r - \frac{\beta - \alpha}{\omega_0}. \qquad (14)$$

Deoarece în mod obișnuit $t_2 \gg t_1$, se poate face aproximația :

$$t_2 \cong T_r.$$

Din relația (13) rezultă următoarea expresie pentru constanta de timp $R_g C_g$:

$$C_g R_g = \frac{t_2}{\ln \frac{U_{cm} \cdot C_g}{U_{cm} C_g - q_2}} \qquad (16)$$

Ținînd seama de relația (1) și (10), relația (16) devine :

$$C_g R_g = \frac{t_2}{\ln \frac{U_{cm}}{U_{c0}}} \qquad (17)$$

de unde :

$$R_g = \frac{1}{C_g} \cdot \frac{t_2}{\ln \frac{U_{cm}}{U_{c0}}}. \qquad (18)$$

Relațiile deduse, permit determinarea elementelor de circuit $R_g C_g$, în așa fel încît să se obțină o anumită amplitudine și frecvență a oscilațiilor în dinți de fierăstrău. Dacă montajul servește ca generator de impulsuri, frecvența de relaxare este în același timp și frecvența de repetiție a impulsurilor, iar durata impulsurilor se consideră jumătate din perioada oscilațiilor de pulsație ω_0, adică $\frac{\pi}{\omega_0}$ (fig. 5).

Pentru o mai bună înțelegere, completăm metoda expusă cu o aplicație, privind un oscilator autoblocat, la care încărcarea condensatorului se face într-o singură alternanță. Datele care trebuie obținute sînt următoarele :

— amplitudinea oscilațiilor în dinți de fierăstrău

$$(U_{cm} - U_{s0}) = 100 \text{ V}$$

— frecvența oscilațiilor în dinți de fierăstrău, respectiv frecvența de repetiție a impulsurilor $f_r = 12\,500$ Hz.

— perioada oscilațiilor proprii ale circuitului oscilant 7 μs, ceea ce înseamnă impulsuri de tensiune cu o durată de aproximativ 3,5 μs.

Montajul va fi executat cu tubul 6J7, folosit ca triodă. La o tensiune anodică de 250 V, tensiunea de tăiere este aproximativ 18 V. Transformatorul de cuplaj are un raport de transformare 1 : 1, iar înfășurarea lui o inductivitate de 0,025 H.

Apreciem tensiunile U_{gmax} și U_{cm} :

$$U_{gmax} = 0{,}8\, U_B = 200 \text{ V}.$$
$$U_{cm} = 100 + U_{c0} = 118 \text{ V}.$$

Cu ajutorul relației (8) calculăm constantele α, β și K.

$$\alpha = \text{arc sin} \frac{U_c}{U_{g\,max}} = \text{arc sin} \frac{18}{200} = 0{,}0287 \cdot \pi ;$$

$$\beta = \text{arc sin} \frac{U_{cm}}{U_{g\,max}} = \text{arc sin} \frac{118}{200} = 0{,}8 \cdot \pi ;$$

$$K = \frac{U_{cm} - U_{c0}}{\beta - \alpha} = \frac{100}{\pi(0{,}8 - 0{,}0287)} = 41{,}4.$$

Dacă perioada oscilațiillor proprii ale circuitului oscilant este de 7 μs, frecvența proprie va fi :

$$f_0 = \frac{1}{7 \cdot 10^{-6}} = 143\,000 \text{ Hz}$$

iar pulsația

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 1{,}43 \cdot 10^5.$$

Inductivitatea înfășurării transformatorului de cuplaj fiind de 0,025 H, în paralel trebuie să avem un condensator a cărui capacitate, rezultă din formula lui Thomson :

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 1{,}43 \cdot 10^5)^2 \cdot 0{,}025} = 50 \text{ pF}.$$

Pentru rezistența intervalului grilă-catod. luăm din caracteristicile i_g, U_g, ale tubului, o valoare mijlocie :

$$r_g \cong 2\,000\ \Omega.$$

Datele pe care le avem, permit determinarea sarcinii q_1 cu ajutorul relației (7) :

$$q_1 = \frac{1}{\omega_0 r_g} \left[U_{g\,max} (\cos\alpha - \cos\beta) - U_{c0} (\beta - \alpha) - \frac{K}{2} (\beta^2 - \alpha^2) \right]$$

$$q_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 1{,}43 \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^3} \left[200\,(0{,}996 + 0{,}807) - 18(0{,}8 - 0{,}0287) - \frac{41{,}4}{2} \pi^2 (0{,}64 - 0{,}000825) \right]$$

$$q_1 = 1{,}03 \cdot 10^{-7} \text{ Cb}.$$

Capacitatea condensatorului C_g, rezultă din relaţia (10).

$$C_g = \frac{q_1}{U_{cm} - U_{c0}} = \frac{1{,}03 \cdot 10^{-7}}{100} \cong 1\,000 \text{ pF}$$

Timpul de încărcare al condensatorului, este dat de relaţia :

$$t_1 = \frac{\beta - \alpha}{\omega_0} = \frac{\pi(0{,}8 - 0{,}0287)}{2\pi \cdot 1{,}43 \cdot 10^5} = 2{,}7\,\mu s.$$

Faţă de perioadă

$$T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{12\,500} = 80\ \mu s,$$

timpul de încărcare este neglijabil, astfel că se poate admite cu suficientă aproximaţie, că :

$$t_2 = T_r - t_1 \cong 80\ \mu s.$$

Rezistenţa R_g se determină din relaţia (18) :

$$R = \frac{1}{C_g} \cdot \frac{t_2}{\ln \frac{U_{cm}}{U_{c0}}}$$

$$R_g = \frac{1}{10^3 \cdot 10^{-12}} \cdot \frac{80 \cdot 10^{-6}}{\ln \frac{118}{18}} = 42{,}5\ \text{k}\Omega$$

In montaj se va prevedea un potenţiometru de 50 kΩ. Măsurătorile făcute pe un montaj experimental, executat cu elementele de circuit calculate, precum şi urmărirea la oscilograf a variaţiei în timp a tensiunilor şi curenţilor, au confirmat ipotezele şi rezultatele obţinute.

Bibliografie

[1] *Iţhoki I. S.* : Impulsnaia tehnica, Moscova, 1949.
[2] *Puckle O. S.* : Bases de temps, Etiene Chiron. 1947.
[3] *Richter H.* : Elektrische Kippschwingungen, S. Hirzel Leipzig.
[4] *Krilov N.* : Impulsnaia tehnica, Moscova, 1950.
[5] *Mecrovici L. A.* : K teorii blocking-generatora ", Bul. Acad. de Ştiinţe U.R.S.S., nr. 1/1946.

★

ВКЛАД В РАСЧЕТ ПЕРИОДИЧЕСКИ САМОБЛОКИ-РУЮЩИХСЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ОСЦИЛОСКОПОВ

Резюме

Анализируется физический процесс, имеющий место в периодически самоблокирующимся электроном осцилоскопе. Изучается его применение лля получения пилообразного напряжения и совместно с электронным устройством—импульсным генератором.

Автор налагает новый метод расчета. Полученные окалитическим способом соотношения предполагают стабильный режим осциляций, в смысле того, что после каждого периода напряжнние проходит через одни и те же значения. Автор привел конкретное применение метода.

★

BEITRAG ZUR BERECHNUNG DER ELEKTRONISCHEN OSZILLATOREN MIT PERIODISCHER SELBSTSPERRE

Zusamenfassung

Es werden die physikalischen Prozesse die in einem elektronischen Oszillator mit periodischer Selbstsperre vor sich gehen analysiert, wie auch die Gebrauch desselben zur hervorbringung von Spannungsimpulse in Form von Drachenzähne, wie auch als Impulsgenerator. Anschliessend wird eine vom Autor ausgearbeitate Berechnungsmethode dargestellt. Die auf analytischem Weg festgestzten Verhältnisse setzen stationäre Schwingungen voraus, im Sinne das nach jeder Periode die Spannung mit denselben Werten steigt. Die Metode wird durch eine praktische Anwendung exemplifiziert.

Voltmetre electronice cu tranzistori

Prof. ing. EDM. NICOLAU

621.317.725 : 621.396.611.21

Datorită avantajelor prezentate [1], tranzistorii se utilizează în tot mai multe domenii. Se pare că ei vor revoluționa și domeniul voltmetrelor electronice — și în general pe acel al măsurilor electronice. Astfel, în ultimul timp au apărut studii [2] în care se arată avantajul pe care îl au voltmetrele electronice cu tranzistori, față de cele convenționale.

In fig. 1 se dă schema unui voltmetru de curent continuu cu tranzistor. Aci tranzistorul funcționează ca un amplificator de

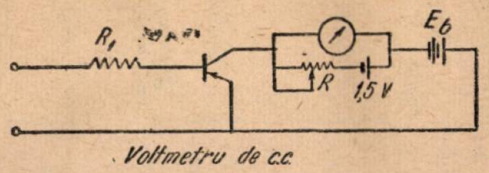


Fig. 1. Voltmetru electronic de curent continuu cu tranzistor

curent continuu — și se știe că factorul de amplificare de curent realizat este de ordinul lui 50. Tensiunea de colector în cazul tranzistorului cu joncțiune OC71 este de 3 V, consumul fiind de ordinul a 1 mW — ceea ce este sigură o viață lungă bateriei. A doua baterie de 1,5 V servește la compensarea curentului anodic inițial [3]. Instrumentul indicator este de 50 μA. In modul acesta se realizează un voltmetru de 20 V, luînd rezistența R_1 de 12,6 MΩ. Rezultă deci că sensibilitatea aparatului este foarte bună — de 630 kΩ/V — față de 20kΩ/V cît s-ar fi realizat utilizînd instrumentul într-o schemă clasică. Apare de aci clar avantajul utilizării tranzistorilor : cu un con-

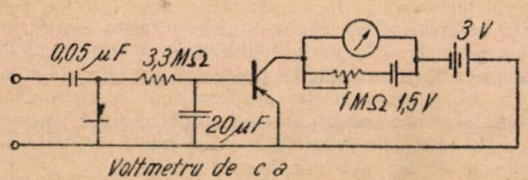


Fig. 2. Voltmetru electronic de curent alternativ, cu tranzistor.

sum de putere neglijabil, se realizează o rezistență specifică cu mult mai mare — efectiv de 31 ori mai mare — corespunzînd în cazul considerat utilizării unui instrument de 1,6 μA.

Tranzistorii se pot utiliza și pentru măsurarea tensiunilor alternative — combinînd schema din fig. 1 cu un detector cu cristal. In fig. 2 se dă o astfel de schemă. Pentru a se realiza o impedanță de intrare cît mai mare, detectorul trebuie să prezinte o rezistență inversă cît mai mare. Dacă se ia $R_1 = 0$, și un detector de tipul GE X 56, se obține o rezistență de intrare de ordinul a 200 kΩ și o caracteristică de frecvență constantă în banda 100 Hz — 10 kHz. Scara este liniară, excepțînd regiunea inițială — așa cum se întîmplă la toți redresorii cu semiconductor.

Comportarea voltmetrului nu este deci complet satisfăcătoare — în plus prezintă o rezistență echivalentă de intrare mică — de ordinul a 200 kΩ, ceea ce corespunde la doar 10kΩ/V. Pentru aceasta s-au propus și alte scheme, utilizînd la intrare un transformator miniatură. Rezultatele nu sînt însă net mai bune.

Este interesant de a arăta că schema propusă este realizată după calculul schemei clasice a voltmetrelor cu diodă clasă C derivație, la care curentul în loc de a fi măsurat direct este în prealabil amplificat de tranzistor. Să comparăm atunci impedanța de intrare a unui voltmetru cu diodă clasă C derivație, utilizînd același instrument, cu cea realizată la voltmetrul cu tranzistor.

Pentru un semnal de 1 V aplicat unui voltmetru din această categorie, tensiunea continuă ce apare la bornele rezistenței este egală cu 1,4 V — deci dacă se utilizează un instrument de 50 μA, va fi necesar să se ia o rezistență de $1{,}4/(50.10^{-3})\Omega$, adică de $2{,}8\ 10^4\ \Omega$. Dar teoretic, un calcul simplu arată că rezistența de intrare este 1/3 din rezistența în serie cu instrumentul, adică 10 kΩ. Rezultă deci că din acest punct de vedere calitatea celor două voltmetre este comparabilă. Cum în realitate această valoare limită de 1/3 nu este realizată, rezultă că voltmetrul cu tranzistor este încă superior.

Credem că nu exagerăm spunînd că nu peste mult timp actualele voltmetre cu tuburi electronice vor fi înlocuite cu voltmetre cu tranzistori, care vor prezenta marele avantaj de a fi mici, independente de rețeaua de curent alternativ și mai ușoare decît voltmetrele actuale.

Bibliografie

[1] *Tănăsescu T.* : Electrotehnica, 9 (1955) p. 369.
[2] *M. H. N. Potok a. R. A. McF. Wales.* : Electronic Engineering v. 27 (1955) p. 344 — 346.
[3] *Nicolau Edm.* : Măsurări în radiotehnică, Editura Energetică, București 1955 p. 185.

Despre caracteristicile produselor electrotehnice destinate exportului

Ing. A. SZENDE

621.312.012 : 382

Industria electrotehnică a R.P.R., a reușit să asigure o gamă din ce în ce mai largă de produse necesare dezvoltării economiei noastre.

Dezvoltarea industriei noastre electrotehnice a permis înscrierea produselor sale în nomenclatorul celor destinate exportului.

Produsele destinate exportului ridică o serie de probleme importante privind calitățile lor care au repercusiuni asupra construcției și tehnologiei acestora.

Desigur că produsele noastre electrotehnice vor fi oferite și unor țări a căror climă este diferită de cea a țării noastre ; climă mai caldă, mai umedă etc.

Pe piața internațională a materialelor tehnice se folosește frecvent noțiunea de „tropicalizare" sau „execuție" tropicală", pentru execuția produselor tehnice destinate țărilor sudice. Noțiunea de execuție tropicală nu este nouă, dar a dobîndit actualitate în timpul din urmă, în special în țările de democrație populară cu industrie electrotehnică înaintată, capabile să concureze cu țările capitaliste care au industrie electrotehnică puternică și cu tradiții vechi. In special R. Cehoslovacă și R. P. Ungară cît și R. D. Germană și-au mărit în ultimii ani volumul exportului produselor electrotehice spre țări în care condițiile tehnice de exploatare determinate mai ales de climă sînt severe.

Astfel, de exemplu, guvernul R. Cehoslovace și guvernul central al R. P. Chineze au căzut de acord ca, avînd în vedere importanța și volumul din ce în ce mai mare al exportului de produse electrotehice cehoslovace destinate Chinei de Sud,

să înființeze acolo o stație experimentală care să cerceteze amănutele execuției și încercările tropicale ale produselor destinate regiunilor sudice cu diferite condiții de climă. In însăși R. Cehoslovacă s-a pornit o intensă activitate de cercetări în același scop. Stația experimentală din China de Sud va fi încadrată cu specialiști chinezi și cehoslovaci, din care unii au și plecat la fața locului. In afară de specialiștii din industrie, pleacă și specialiști ai Academiei de Științe a R. Cehoslovace, pentru problemele biologice ale execuției tropicale: mucegăirea izolațiilor, acțiunea termitelor și altor insecte agresive etc. Rezultatele cercetărilor comune ale specialiștilor chinezi și cehoslovaci, din stația experimentală, vor sta la dispoziție în scopul îmbunătățirii atît a procesului tehnologic cît și a experienței exploatării.

Industria grea din R. Cehoslovacă posedă o oarecare experiență în domeniul execuției tropicale. Inainte de război, fostele uzine Skoda, astăzi întreprindere de stat, au livrat multe instalații în țările tropicale unde ele au dat rezultate bune. Și alte firme cehoslovace — în special de produse de curenți slabi — au livrat cu succes produse de execuție tropicală. Condițiile erau însă diferite de cele actuale. Întrucît pentru produsele lor aceste firme au folosit o serie întreagă de materii prime și semifabricate sau chiar piese întregi importate din străinătate, în timp ce astăzi se impune folosirea cît mai multor materii prime indigene. Din această cauză, experiența dobîndită în perioada antebelică poate fi valorificată numai în parte, iar efortul principal trebuie îndreptat spre cercetările tehnologice și metrologice în vederea proiectării, fabricației și recepționării corecte a produselor.

Ministerul Industriei Construcțiilor de Mașini din R. Cehoslovacă, care este totodată și forul tutelar al industriei electrotehnice și al materialelor de telecomunicații, colaborează cu toate organele care au legătură cu exportul de materiale tehnice, pentru a îmbogăți cît mai repede documentația necesară. In primul rînd acest minister a trasat ca sarcină Institutului de cercetări respectiv, să urmărească într-o formă complexă problemele legate de execuția tropicală a produselor, iar tuturor celorlalte institute de cercetări și proiectări pendinte de același minister, li s-a impus, ca obligație, colaborarea cu institutul conducător, în toate problemele conexe. Avînd în vedere importanța problemei, planul de stat al dezvoltării tehnice prevede și pentru alte ministere, îndeosebi Ministerul Industriei Chimice, sarcini de studiu în cadrul atribuțiilor lor, pentru a contribui la rezolvarea problemelor de execuție tropicală a produselor. Aceste probleme nu se limitează numai la proiectare și tehnologie, respectiv la controlul și metrologia strîns îmbinată cu primele două, ci și la probleme de finisare a suprafeței, la depozitare, ambalaj, transport, montare la locul de destinație și multe alte probleme.

Și în R. P. Ungară se acordă o atenție deosebită studiului calității pentru export a produselor tehnice, între care produsele electrotehnice și mai ales aparatele de precizie ocupă un loc important. Practica comerțului exterior a dovedit necesitatea de a se exporta produse electrotehnice în țări sau prin țări și oceane, cu climă specială care solicita produsele sub o altă formă decît cea obișnuită. Institutele de cercetări de resort, în primul rînd Institutul de cercetări al industriei aparatelor de precizie și electronice din R. P. Ungară, se ocupă foarte activ de rezolvarea planificată a problemelor execuției tropicale și a înființat o stație de experimentare utilată corespunzător.

In R. D. Germană marile intreprinderi industriale care exportă produse electrotehnice sau în general tehnice, au laboratoare bine utilate pentru încercarea climatică a materiilor prime și produselor finite. Industria este ajutată activ și de laboratoarele de cercetări și de încercări a materialelor de telecomunicații aparținînd poștei, care sînt înzestrate cu instalații climatice.

Nu se poate vorbi de o execuție tropicală universală a mașinilor și a aparatelor sau materialelor electrotehnice. In spatele expresiei „mediu tropical" se poate ascunde o mare varietate de condiții de exploatare: căldura uscată, căldura umedă, climă de munte, atmosferă cețoasă și sărată, radiații ultraviolete intensive, nisip, praf, variația ciclică a temperaturii, insecte, rozătoare, șerpi, mucegai, ciuperci și bureți și alți factori ai naturii care nu apar niciodată izolați ci cumulați. De aici rezultă că pentru a trata problema exportului sub orice formă — comercială, organizatorică, economică, de planificare, de proiectare, de control sau tehnologică — trebuie să se cunoască referitor la produsul în cauză și la destinația lui, incomparabil mai mult decît formula simplistă „execuție tropicală". Pentru a ilustra că între prescripțiile diferitelor țări există deosebiri — chiar dacă nu esențiale — se dă în

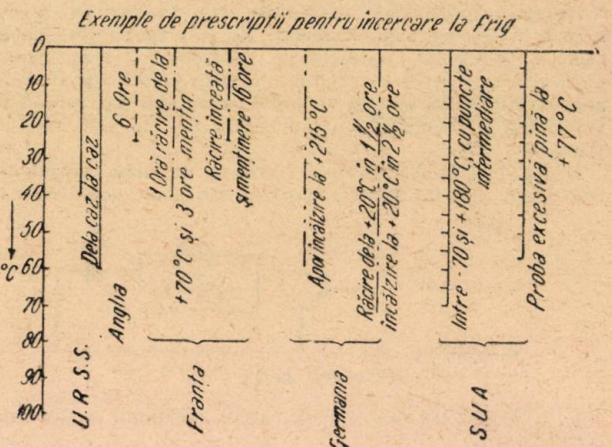


Fig. 3

fig. 1 diagrama comparativă valabilă pentru încercarea la frig.

Oscilațiile dintre prescripții se explică în cazul U.R.S.S. prin varietatea destinației interne a produsului, iar în cazul celorlalte țări din diagramă, în special prin varietatea țărilor cliente.

Pentru încercarea la cald, umiditate etc. prescripțiile sînt ceva mai diferite.

Prescripțiile variază chiar în cadrul aceleiași țări, în funcție de felul produselor. In prescripțiile unor țări se pot găsi pentru încercările execuției tropicale, diferite condiții de tropicalizare și o eșalonare a gradului de severitate. Există și unele prescripții cu caracter general, care nu impun ca obligatorie încercarea anumitor produse după toate combinațiile posibile de climatizare, dar conțin instrucțiuni pentru efectuarea tuturor încercărilor dintre care unele sînt impuse de la caz la caz de împrejurările speciale.

Pentru a nu dezorienta pe cititor prin această varietate de parametri, reproducem numai esența prescripțiilor sovietice și a celor internaționale (ale Comisiei Electrotehnice Internaționale C.E.I. cuprinse în proiectul ianuarie 1952).

Prescripțiile sovietice

Aceste priscripții stau la dispoziție în număr mare în cadrul ajutorului tehnic. Ele sînt elaborate în cele mai mici amănute, inclusiv succesiunea și combinarea încercărilor elementare, pentru fiecare grupă de produse. Pe ansamblu reiese că se folosesc următoarele condiționări (climatizări):

— încercări la frig pînă la — 40°C... — 60°C;

— încercări la cald pînă la + 70°C;

— încercări la acțiunea umidității, la o umiditate relativă 80% și la temperaturi între + 20°C și + 60°C;

— încercări ciclice cu alternarea frigului și căldurii, respectiv cu o combinație a încercării la cald și la umiditate;

— încercări de străpungere electrică la presiune normală sau de 90 mm col. mercur:

— solicitare la scuturare cu o alură sinusoidală a vibrațiilor și cu următorii parametri:

frecvența 10 Hz: amplitudinea ± 7 mm accelerația 5 g

frecvența 15—20 Hz amplitudinea 5 mm accelerația 5 g.

frecvența 15—20 Hz amplitudinea 0,5—2 mm accelerația 5 g

încercările au durate diferite, pînă la 5 ore);

— solicitarea la cădere, cu lovituri repetate pe un interval pînă la 5 ore, cu următorii parametri:

100 căderi de la 15 mm înălțime sau

250 căderi de la 8 mm înălțime.

Cîteva exemple concrete (material de telecomunicații):

a) Mase plastice stratificate (pertinax) conform GOST 2715 — 50:

— încălzire pînă la 150°C;
— proba de umiditate la o umiditate relativă de 95 ± 3%, la temperatura de circa 20°C, timp de 24 ore;
— încercarea la străpungere în ulei încălzit la 90°C;

b) Rezistenţe chimice de suprafaţă conform GOST 3223—46
— încercare la cald pînă la + 60°C;
— încercare la frig pînă la — 60°C;
— încercare la o umiditate relativă de 95%, la temperatura de + 40 ± 2°C.

c) Potenţiometre chimice conform GOST 5574 — 50;
— solicitarea la vibraţie timp de două ore, cu o frecvenţă de 45 — 50 Hz şi o amplitudine de 0,4 mm;
— încercarea la cald la + 70°C:
— încercarea la frig la — 60°C:
— încercarea de străpungere la presiune atmosferică şi la o presiune de 90 mm col. mercur;

climatice mecanice fundamentale ale produselor electrotehnice (de curenţi slabi).

Valabilitatea prescripţiilor se extinde asupra tuturor încercărilor posibile, dar aceasta nu înseamnă că toate încercările specificate pentru unul şi acelaşi produs ar fi obligatorii. Prescripţiile speciale referitoare la fiecare produs prevăd care din lista totală a încercărilor se aplică la cazul în speţă.

Reproducem tabela recapitulativă a celor cinci categorii de încercări (sau 14 încercări în total), propuse fiecare în patru variante (grade de severitate).

In încheiere subliniem încă o dată că datele de încercare a siguranţei de exploatare şi a duratei de serviciu a produselor pentru diverse medii inclusiv cele tropicale, nu se pot fixa în stadiul de azi sub o formă numerică fixă, ci trebuie determinate prin încercări vaste care depăşesc posibilităţile unei singure ţări.

Tabela 1

	Incercarea	Gradul de severitate			
		I	II	III	IV
A	Frig uscat	— 55°C	— 40°C	— 25°C	— 10°C
B	Căldură uscată	+ 100°C	+ 85°C	+ 70°C	+ 55°C
C	Umiditate caldă (încercare de lungă durată)	35...25°C UR 95—100% 84 zile	35...25°C UR 95 — 100% 28 zile	35...25°C UR 95—100% 7 zile	30°C UR 95—100% 28 zile
D	Umiditate caldă (încercare accelerată)	55°C UR 95—100% 6 cicli de cîte 24 ore	55°C UR 95—100% 2 cicli de cîte 24 ore	55°C UR 95—100% o dată 24 ore	—
E	Cădere — acelerare	50 g	35 g	25 g	15 g
	Cădere — numărul căderilor respectiv loviturilor	10 000	10 000	10 000	10 000
F	Vibraţii (căutarea punctului de rezonanţă)	In curs de elaborare			
G	Vibraţii (încercarea la oboseală)				
H	Depozitare				
I	Mucegăire				
K	Atmosferă sărată	28 zile	3 zile	—	—
L	Prăfuire	85 mbar	300 mbar	—	—
M	Depresiune	64 mm col mercur	225 mm col mercur		
N	Vibraţii brusce ale temperaturii				
O	Imersare				

— încercarea la o umidicate relativă de 95 — 98% şi o temperatură de 40 ± 5°C timp de 100 ore, după care urmează păstrarea în atmosfera camerei, timp de două ore şi apoi măsurarea izolaţiei şi a rezistenţei.

După cum se vede, încercarea la frig este prescrisă numai la două din cele trei exemple: solicitarea prin vibraţii se impune în general numai la produsele compuse etc. Intre valoarea parametrilor există asemănare. Pentru destinaţii speciale şi alte încercări, de exemplu la frig pentru pertinax (pentru a ne limita la exemplul de mai sus).

Prescripţiile internaţionale

Pentru a remedia lipsa relativă de unitate între prescripţiile diverselor ţări, C.E.I. a întocmit un proiect pentru încercările

Bibliografie

Kulkik V.: Izolacni zkousky elektrickych stroju, Elektrotechnik, nr. 6/1953.
Aneerfuhren E.: Die Klimaanlage der Forschungs und Versuchanstalt P.T.T., Technische Mitteilungen P.T.T., 1953.
Schulze W.M.H.: Tropenklima und Fernmeldetechnik, ENT, vol. 18, nr. 6.
Markus E.: Tropikalizácios és üzembiztonos vizsgálatok Mag. Hiradástechn. nr. 9 — 10/1954 şi 1/1955.
Honser V. şi Rychtera M.: Vlivy tropickeho klimatu na elektrickou isolaci stroju, Elektrotechnik, nr. 6/1953.
Szende A.: Sarcinile metrologiei în legătură cu încercarea produselor electrotehnice, Metrologia aplicată 1/1956

DOCUMENTARE

Aplicațiile industriale ale elementelor radioactive

539.169 :621

Radioelementele pot fi întrebuințate, fie pentru proprietatea lor de radiație, fie pentru proprietatea de a lăsa urme asupra materiei.

Utilizarea industrială a radioelementelor se împarte în trei capitole : utilizarea proprietăților ionizante ale radiațiilor, interacțiunea radiației cu materia și utilizarea ca trasor. In articol se indică numeroase aplicații în cadrul fiecărui capitol, cum ar fi, de exemplu, în primul utilizarea ca detector de fum : o sursă de radiu se află în interiorul unei camere de ionizare cu pereți găuriți ; ionii născuți din acțiunea razelor α ale radiului dau naștere unui curent constant între electrozii camerei ; din cauza moleculelor mari ale fumului, unii ioni se recombină înainte de a ajunge la electrozi și astfel curentul scade ; aceasta poate declanșa un sistem de alarmă. Mai sînt menționate în acest capitol anemometrele diverse tipuri de pile electrice și un procedeu de sterilizare la rece, microorganismele fiind distruse din cauza radiației.

Din al doilea capitol, fac parte aparatele de măsurat grosimea materialelor ce se bazează pe faptul că radiația este absorbită de materie după o lege exponențială. De asemenea posibilitatea măsurării umidității solului precum și radiografierea metalelor etc.

Din al treilea capitol fac parte metodele care permit găsirea urmelor unui element dat într-un corp de altă natură ; așa se determină scăpările în conductele de apă subterane, deplasarea nisipurilor mișcătoare etc.

(Din *L'Onde Electrique*, octombrie, 1955, nr. 343. *P. Leveque*)

Ultrasunetele utilizate în diagnoza cancerului

534.321.9 :616—073.7

Aparatul folosește proprietatea țesuturilor canceroase de a reflecta sunetele în mai mare măsură decît țesuturile sănătoase.

Tesuturile cu leziuni necanceroase reflectă sunetele în și mai mică măsură decît țesuturile sănătoase.

Aparatul permite vizualizarea directă a acestor fenomene.

Aparatul de bază numit ecograf transmite un impuls de 1μs cu o frecvență de 1 kHz la o frecvență purtătoare de 15 kHz ; un cristal de cuarț este utilizat ca traductor electroacustic pentru undele reflectate. O superheterodină de 15 MHz reflectează impulsurile reflectate de țesuturi. Un osciloscop prezintă semnalul video din receptor, baza de timp fiind comandată de către emițător.

Articolul indică schema montajului precum și diferitele variante pentru utilizarea aparatului în explorarea țesuturilor tubulare.

Se dau de asemenea, numeroase fotografii ale țesuturilor canceroase, pe ecranul osciloscopului.

(Din „*Electronics*" martie, 1955, *J. Wild* și *J. Reid*)

Garduri electrice

621.3 :729.998.32 :633.2.033

Folosirea gardurilor electrice s-a extins mult în agricultură datorită avantajelor pe care le prezintă la îngrădirea locurilor de pășunat ale vitelor.

După enumerarea avantajelor gardurilor electrice — printre care economia de pari și sîrmă, posibilitatea schimbării terenurilor îngrădite etc. — se arată modul de construcție al acestora. Se dau indicații asupra dimensiunilor gardurilor în funcție de animalele care pasc pe terenurile respective și se examinează normele VDE care trebuie luate în considerație la construcția lor.

Se subliniază că un factor important îl constituie materialele și accesoriile folosite în construcția gardurilor electrice, care trebuie să aibă calități mecanice și electrice foarte bune pentru a asigura rezistența construcției și a permite izolarea bună astfel încît, șocul electric să fie suficient chiar la garduri de lungimi mari, pînă la 10—15 km.

In încheiere, sînt enumerate cauzele deranjamentelor cele mai frecvente precum și diferitele utilizări speciale ale gardurilor electrice.

(Din *ETZ-B*, caiet 3, martie 1955, *Wilhelm Hahn*)

Instalații de redresare pentru electroliză

621.314.6 :621.357.1

Instalațiile de electroliză sînt mari consumatoare de curent continuu avînd cerințe speciale de la sursele de alimentare. Se deosebesc două feluri de electroliză și anume : a fluidelor cu temperaturi joase — pînă la 100°C — și a celor cu temperaturi înalte — 800 . . . 1000°C. Datorită tensiunilor joase folosite în aceste instalații (6—8 V) și a intensităților foarte mari (pînă la 100 000 A) se ridică probleme însemnate în legătură cu producerea și distribuția curentului respectiv.

Producerea curentului continuu se poate face în mașini primare — generatori — sau prin redresare din curent alternativ, ultima soluție fiind în general mai simplă și mai economică. Datorită caracteristicilor instalațiilor mari de electroliză, pentru alimentarea lor intră în considerație numai redresorii cu vapori de mercur și cei mecanici (de contact), pentru puteri mai mici putînd fi folosiți și redresorii cu seleniu.

Se studiază, pe rînd, proprietățile redresorilor cu vapori de mercur, transformatorii de alimentare, modul de reglare a tensiunii precum și aparatajul auxiliar necesar instalațiilor de alimentare și transport.

In continuare, se descrie construcția celor două tipuri de redresori mecanici (cu contacte ridicătoare și cu contacte cu role) precum și a redresorilor cu vapori de mercur.

Articolul se încheie cu un studiu asupra factorilor care trebuie luați în considerație la proiectarea instalațiilor mari de alimentare cu curent continuu pentru electroliză și asupra soluțiilor care trebuie adoptate în funcție de acești factori.

(Din *ETZ-B*, caiet 2, februarie 1955, *Adil Erk*).

Descărcări superficiale la izolatori, la tensiunea de regim, datorite straturilor străine

621.315.62.015.52

Din practica exploatării s-a constatat că stratul uscat de corpuri străine depus pe un izolator influențează foarte puțin rezistența superficială a acestuia. Numai cînd intervin straturi umede, valoarea izolației poate scădea la o valoare atît de redusă încît chiar la tensiunea de utilizare să aibă loc descărcări superficiale.

In cazul straturilor umede este în special periculoasă ceața care aderă la acestea, în schimb ploaia are numai o mică însemnătate. La alegerea formei izolatorilor și la calculul izolației, care timp îndelungat se bazau pe încercările la ploaie, trebuie în consecință să se ia în considerație și primejdiile amintite, datorită straturilor străine.

Pentru lămurirea problemelor în legătură cu straturile străine se făceau pînă în prezent măsurători asupra tensiunii de conturnare, care serveau la evaluarea stării izolației. Noile cercetări caracterizează aceste metode ca total necorespunzătoare cu starea reală a straturilor străine ; o variație a tensiunii nu poate fi luată în considerație.

Ideile de bază în noile cercetări au fost de a examina modificarea capacității de izolație prin imitarea condițiilor de utilizare, așadar la tensiuni învecinate de cea de utilizare și pe cît posibil în condiții naturale de ceață și murdărire, precum și a lămuri întrebarea cum se poate ajunge la conturnări datorite straturilor străine, la tensiunea de serviciu.

Aceste lucrări au condus la constatarea că problema straturilor străine este o problemă de formare a unor zone uscate. Aceasta este mărimea determinantă pentru repartiția rezistenței și tensiunii pe suprafața izolatorilor și în consecință

pentru conturnare. Sînt necesare cercetări, în continuare, asupra influenței naturii stratului, asupra grosimii lui, repartiției, capacității de umezire etc.

(Din *ETZ* — A, vol. 76, caiet 1, ianuarie 1955, *Reverey Gerhard*)

Electrometrul cu condensator vibrant

621.317.723 : 621.396.662.1

Electrometrul descris mai jos, măsoară tensiuni continue de 100 V la bornele unei rezistențe, putînd să atingă 10^{12} Ω ceea ce înseamnă măsurarea unor curenți de 10^{-15} pînă la 10^{-16} A.

În principiu, schema se arată în fig. 1, unde *E* este tensiunea continuă de măsurat, *C* — condensatorul vibrant

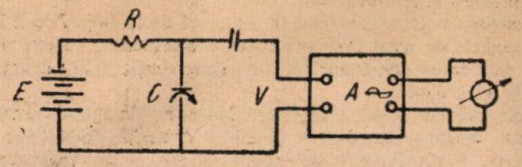


Fig. 1

care își modifică periodic capacitatea cu ajutorul unui dispozitiv mecanic. La bornele ei se obține atunci o tensiune alternativă *V*, a cărei amplitudine este proporțională cu *E*. Tensiunea *V* este amplificată și măsurată. Întrebuințarea unei capacități de cuplaj sau a unui cuplaj inductiv cu amplificatorul se impune la aceste tensiuni continue mici pentru a împiedeca deviații neplăcute ale curentului de măsurat.

Condensatorul vibrant are o rezistență de intrare practic infinită. El este format, în principiu, dintr-o armătură fixă

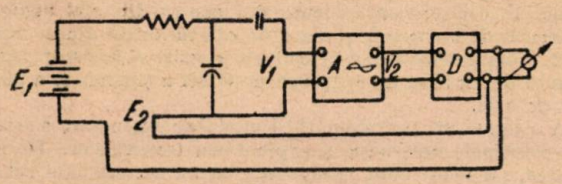


Fig. 2

și una mobilă din oțel inoxidabil. Pe prelungirea paletei mobile se află o pastilă de fier moale ce se află în fața unui electromagnet alimentat de la sector.

Întrucît tensiunea alternativă *V* depinde și de amplitudinea vibrațiilor condensatorului *C* și întrucît și cîștigul amplificatorului variază, s-au imaginat două scheme care anihilează aceste influențe nedorite.

Soluția electrică cu reacție negativă de tensiune continuă a cărei schemă se prezintă în fig. 2 (*D* reprezentînd un detector ce redresează tensiunea alternativă V_2 care este în antifază cu V_1). Soluția mecanică prin metode de 0 automat. Semnalul de ieșire acționează un motor bifazat care antrenează cursorul

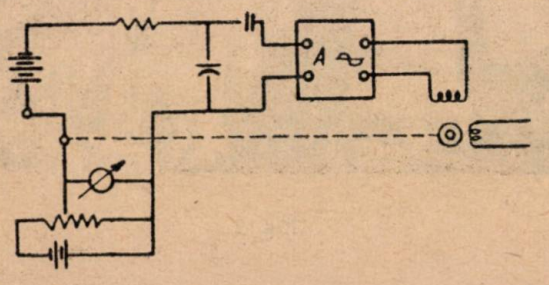


Fig. 3

unui potențiometru care reglează valoarea unei funcțiuni continue introdusă în opoziție cu tensiunea de măsurat. În momentul în care motorul se oprește, cele două tensiuni sînt egale și se citește la instrument.

În articol se studiază apoi din punct de vedere teoretic și practic obținerea unui raport semnal/zgomot ridicat, obținerea unei diferențe de potențial de contact stabile între armături și suprimarea efectelor microfonice și de inducție.

Un tip similar de voltmetru cu condensator vibrant a fost studiat în țara noastră la Institutul de fizică al Academiei R.P.R.

(*Din „Journal de Physique et de Radium*, august-septembrie, 1955, vol. 16, *M. Briere* și *J. Weill*

Introducerea tehnicii noi în transportul electric de suprafață din Moscova

656.1 (47)

Transportul în comun al orașului Moscova deservește zilnic circa 8 milioane călători. Mai mult de jumătate (54%) revin tramvaielor și troleibuselor. De aceea se acordă cea mai mare importanță pregătirii speciale a personalului în privința organizării circulației, creșterii vitezei comerciale și a respectării stricte a graficului de circulație.

În privința respectării graficului de circulație, tramvaiele din Moscova au ajuns la o cifră importantă, aproape 95% din tramvaie circulă în grafic. Acest lucru a fost posibil în special prin lichidarea defecțiunilor mecanice, electrice etc. ale vagoanelor, care se produce pe linie și care determinau retragerea vagoanelor de pe traseu și astfel nerespectarea graficului. Intrările în depou, din cauze tehnice, a vagoanelor reprezintă pentru orașul Moscova o cifră infimă (0,37%) față de ieșiri.

La mărirea vitezei de circulație se poate ajunge prin îmbunătățirea și perfecționarea materialului rulant și printr-o mai bună organizare a circulației (auto, tramvaie, troleibuse, pietoni), la care trebuie să contribuie institutele științifice și miliția.

Institutelor li se cere proiectarea unei instalații perfecționate pentru dispecerii de circulație, legătura radiotelefonică automată și proiectarea de aparate pentru înregistrarea automată a trecerii tramvaielor și troleibuselor prin punctele de control.

În ceea ce privește îmbunătățirea materialului rulant, în articol se arată că, în prima perioadă se va face prin introducerea în fabricația de mare serie, a vagoanelor R.V.Z.

Vagoanele R.V.Z. sînt echipate cu comandă indirectă automată și sînt prevăzute în afară de frîne pneumatice și manuale și cu frîne electrice recuperativ-reostatice și electromagnetice de șine.

Pentru reducerea zgomotelor în circulație, roțile sînt prevăzute cu inserții de cauciuc. Aceste vagoane au de asemenea și avantajul că pot lucra nu numai singure (fără remorcă) ci și în garnitură formată din două asemenea vagoane cu un post unic de comandă, păstrîndu-se în același timp toate proprietățile lor dinamice.

Astfel, se poate păstra unul din cele mai importante avantaje ale tramvaielor față de celelalte vehicule, marea capacitate de transport.

Pentru orașul Moscova, se dau în tabela 1, datele asupra

Tabela 1

Tipul materialului rulant	Nr. de vagoane al trenului	Capacitatea limită de încercare a trenului (pasageri)	Capacitatea de trafic (număr de tren/oră)	Capacitatea de trafic (călători/oră)
Tramvai fără remorcă). . .	1	150	70	10 500
Tamvai (tren) .	2	280	60	16 800

capacității de trafic a vagonului de tramvai cu patru osii și a trenului format din două vagoane a patru osii cu comandă multiplă.

Cu toate acestea, în articol se arată că astăzi la Moscova 46% din trenuri sînt compuse din vagoane fără remorci, lucru ce crează dificultăți în orele de vîrf. Prin urmare, primirea cît mai grabnică la Moscova a unui număr mare de vagoane de tip R.V.Z. prezintă un mare interes pentru dezvoltarea tehnică mai departe a materialului rulant și a creșterii capacității de trafic, mai ales pe liniile aglomerate.

Direcţiunea tramvaielor şi troleibuselor din Moscova, prin colectivele sale şi uzina constructoare, lucrează la îmbunătăţirea proiectului iniţial al vagoanelor R.V.Z. Astfel, se va reduce şi mai mult greutatea proprie a vagonului şi se vor mări valorile acceleraţiei şi deceleraţiei pentru a se obţine o viteză medie comercială mai ridicată. Viteza maximă a vagonului va fi şi ea mărită. Aceste îmbunătăţiri vor face din R.V.Z. unul din cele mai moderne tramvaie din lume.

In ceea ce priveşte parcul de troleibuse, uzina de troleibuse „Uriţchi" a construit troleibusul de probă de tipul T.B.U.-1, destinat a înlocui actualul tip de troleibuse M.T.B.-82. Noul

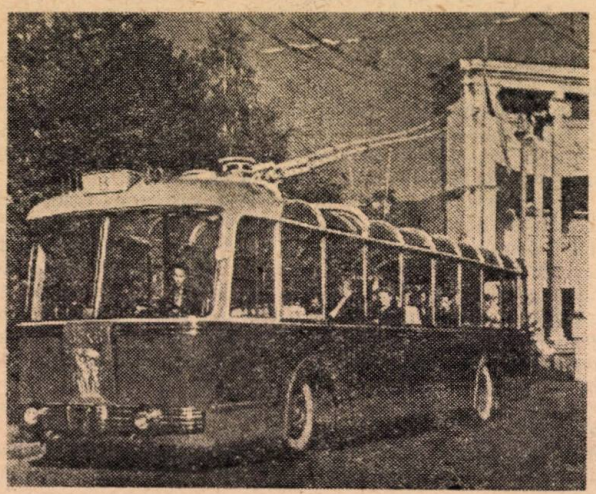


Fig. 1

troleibus are comanda automată, o viteză sporită iar acceleraţia medie este de 1,35 — 1,5 m/s², faţă de 0,85 — 1 m/s² la vechile troleibuse.

Troleibusul T.B.U.-1 are o capacitate mai mare, lungimea este de circa 12 m, greutatea este mai mică faţă de tipul M.T.B.-82 iar cutia este autoportantă.

De asemenea, în regia proprie a Direcţiei de tramvaie şi troleibuse, după proiectul biroului de construcţii central al acestei direcţii s-au construit două troleibuse experimentale pentru Expoziţia Agricolă Unională de la Moscova.

Aceste troleibuse circulă pe linia ce deserveşte expoziţia (linie de circa 7 km) şi sînt prevăzute cu un confort maxim pentru vizitatorii expoziţiei. Caroseria este de tip semideschis pereţii laterali sînt prevăzuţi cu storuri transparente de sticlă incasabilă, porţiunile rotunjite laterale ale acoperişului sînt de asemenea din material transparent. Fotoliile sînt individuale iar pentru finisajul caroseriei s-au întrebuinţat masele plastice şi alte materiale noi. Troleibusele sînt iluminate cu tuburi luminescente, folosite pentru prima oară în practica transportului în comun.

Troleibusele sînt radioficate şi au instalaţie de amplificare folosită pentru darea diferitelor explicaţii de către ghizi.

Deoarece aceste troleibuse au dat rezultate bune în exploatare şi au fost mult apreciat de pasageri, se preconizează construirea a 50 de asemenea troleibuse pentru deservirea excursioniştilor care vin în număr din ce în ce mai mare la Moscova.

In caloborare cu institutele ştiinţifice şi întreprinderile industriale se lucrează la modernizarea mai departe a materialului rulant şi îmbunătăţirea indicilor de exploatare. Astfel, la troleibusele din seria M.T.B. — 82 D, fabricate în prezent de Uzina „Uriţchi" (troleibuse care circulă şi în Bucureşti şi Timişoara), se iau următoarele măsuri:

a) încălzirea se va face de la rezistenţele de pornire ceea ce va aduce pentru oraşul Moscova o economie de energie electrică de peste 2 000 kWh la vehicul;

b) capetele prizei de curent se înlocuiesc cu o altă construcţie propusă de A. E. Zemskov, care asigură o captare mai bună a curentului;

c) genţile de la roţi se înlocuiesc în scopul folosirii unor noi anvelope întărite;

d) semiaxele se întăresc prin ecranizare cu alice, măsură care a redus de cîteva ori intrările troleibuselor în depou din cauza rupeiri semi axelor pe linie;

e) din cauză că troleibusele, M.T.B. — 82 au un sistem de direcţie foarte greoi s-a trecut la o experimentare largă a unui volan modernizat, executat la propunerea lui N. I. Volvak, şeful controlului tehnic de la atelierul de reparaţii a troleibuselor.

f) în căutarea unor condiţii mai bune de muncă pentru şoferi şi mărirea acceleraţiei, se fac probele schemei de pornire automată a motorului de tracţiune elaborată de Institutul energetic „Molotov" din Moscova.

In acest an, Direcţia de tramvaie şi troleibuse amenajează o linie experimentală de troleibuse la tensiunea de 1 200 V Proiectul acestei linii este gata şi se lucrează la confecţionarea şi montarea echipamentului nou.

Creşterea tensiunii reţelei de contact de la 600 V la 1 200V, este legată de avantaje economice însemnate în exploatare şi de reducerea cheltuielilor de construcţie, în special la staţiile electrice.

Proiectul liniei de troleibuse Moscova-Vnukovo executat în două variante (la 600 V şi 1 200 V) arată posibilitatea de micşorare a numărului de staţii electrice de tracţiune de două ori şi jumătate pe linii extraurbane.

Se execută de asemenea o serie de lucrări şi pentru modernizarea materialului rulant de tramvaie. Astfel, vagoanele şi remorcile vor fi toate prevăzute cu uşi cu comanda pneumatică pentru, mărirea securităţii călătoriei, se introduc controlere cu mai multe trepte, confecţionate de uzina „Dinamo", care permit şi introducerea frînei electrice de serviciu.

Autorul articolului arată succesele pe care le-a obţinut Direcţia tramvaielor şi troleibuselor din Moscova în privinţa modernizării liniilor de tramvaie. Astfel, în ultimii 5 ani s-au reconstruit 160 km de cale şi în prezent peste 100 km sînt executaţi pe fundaţii de beton. Aproape toate macazele pe liniile de călători sînt înlocuite din macaze din oţel mangan. Numărul de încrucişări şi piese de cale turnate a ajuns pînă la 83 %. Folosirea oţelurilor de calitate permite să se prelungească durata de serviciu de cel puţin două ori a şinelor şi a pieselor de cale.

Aceste măsuri au îmbunătăţit gradul de amenajare a arterelor principale orăşeneşti şi exploatarea tramvaielor. De asemenea, s-a redus mult zgomotul şi uzura materialului rulant.

Practica în exploatare a liniilor montate în beton a confirmat avantajele acestui tip de fundaţie. In acelaşi timp

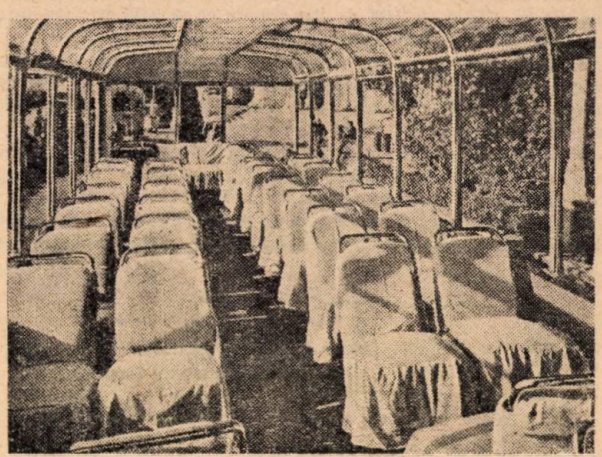


Fig. 2

experienţa oraşului Moscova arată că în primul rînd, se pot executa construcţii mult mai ieftine şi în al doilea rînd trebuie să se creeze o astfel de execuţie a liniilor de cale în care să fie asigurată înlocuirea şinelor la efectuarea reparaţiilor capitale.

In prezent, cu titlul de experienţă, se construiesc fundaţii cu uluc (jghiab) cu partea lată sus sau jos.

Construcţiile de tip uluc au următoarele avantaje :

a) asigurarea posibilităţilor de înlocuire a şinelor, deoarece la aceste construcţii nu va mai fi necesară spargerea betonului pentru înlocuirea şinei :

b) micşorarea volumului total de beton în comparaţie cu vechile construcţii cu 136 m³ la 1km, ceea ce duce la realizarea de economii de aproape 10 % (circa 60 000 ruble la 1 km).

c) îmbunătăţirea izolaţiei electrice a căii, deoarece în această construcţie este necesară numai izolarea ulucului.

Construcţiile cu uluc cu partea lată jos, se consideră mult mai rezistente în exploatare însă această construcţie face lucrările de înlocuire a şinelor ceva mai dificile, în timp ce la construcţia cu partea lată a ulucului sus, se poate ridica şina împreună cu betonul de sudură, cu ajutorul cricului.

Deoarece lucrările de reparare (amenajare) a liniilor de tramvai sînt legate de executarea unui volum însemnat de lucrări de terasamente, transport etc. echiparea serviciului de cale se asigură nu numai prin maşini şi mecanisme produse de industrie (escavatoare, buldozere, compresoare, centrale electrice mobile) dar şi prin maşini speciale fabricate în atelierele proprii ale Direcţiei de tramvaie şi troleibuse.

De exemplu, personalul de cale foloseşte pe scară largă, vagoanele de tramvai cu instalaţie de descărcare automată şi cu macarale cu consolă. De asemenea, lucrările de ridicări de cale care se făceau manual se execută în prezent cu macarale de şine de 20 şi 12 tone.

Macaraua de şine de 20 tone prevăzută cu două motoare electrice alimentate de la reţeaua de contact este destinată mai ales pentru demontarea liniilor care urmează să se scoată sau să fie supuse reparaţiilor capitale. Macaraua de şine de 12 tone prevăzute cu motor cu ardere internă este destinată pentru ridicarea liniei în vederea lucrărilor de consolidare a traverselor. Aceste macarale de şine înlocuiesc muncile manuale grele şi eliberează 50 — 60 oameni zile la un km de cale.

Întreţinerea curentă a liniilor de tramvaie a necesitat de asemenea confecţionarea de noi mecanisme. In deosebi, în lupta contra uzurii ondulatorii a şinei, un rol pozitiv a revenit vagoanelor polizoare de şine. Prevenirea dezvoltării uzurii ondulatorii a şinelor permite să se prelungească durata de serviciu a acestora (mai ales pe fundaţii de beton) de 2 —3 ori, să se reducă simţitor zgomotul pe străzi şi să se mărească durata de funcţionare a materialului rulant. Şinele cu uzură intensă pe porţiunile în curbă şi piesele speciale, se refac prin încărcare electrică cu sudură. In acest scop, s-a modernizat parcul de vagoane cu generatori de sudură. Astăzi, se lucrează la construirea agregatului pentru încărcarea automată prin sudură a şinelor. Folosirea încărcării electrice prin sudură permite de asemenea să se mărească de 2 — 3 ori durata de serviciu a şinelor pe porţiunile în curbă.

Pentru asigurarea securităţii circulaţiei şi a economiei de energie electrică, o însemnătate mare are curăţirea canalelor de şină de noroi, deoarece şina îmbîcsită provoacă o rezistenţă mărită la înaintare. De asemenea, ungerea regulată şi corectă a porţiunilor în curbă ale căii prelungeşte durata de serviciu a şinelor, reduce consumul de energie electrică şi micşorează zgomotul la trecerea vagoanelor. Aceste lucrări, de obicei se fac manual şi ele necesită după datele autorului, pentru întreprinderea din Moscova, peste 200 de lucrători care muncesc în condiţii periculoase, pe partea carosabilă a străzii.

Biroul de construcţii central al direcţiei a proiectat un vagon agregat pentru curăţirea canalelor de şină de noroi şi ungerea şinelor pe porţiunile în curbă ale căii. Acest vagon este în experimentare de la începutul anului 1953. Perfecţionarea mai departe a agregatelor de curăţire a şinelor va permite să se lichideze complet munca manuală a lucrătorilor de întreţinere a liniilor.

In domeniul gospodăriei de cale, se continuă a se face noi îmbunătăţiri. Aici, atenţia se concentrează pe două grupe de probleme.

In primul rînd, problemele de reducere a lucrărilor care necesită un volum mare de muncă la reparaţii şi întreţinerea curentă a liniilor prin aplicarea măsurilor de mecanizare complexă care dau mari posibilităţi pentru creşterea productivităţii muncii. In al doilea rînd, problemele de perfecţionare tehnică a construcţiilor de cale cu ieftinire în acelaşi timp a costului lor. O serie de construcţii de beton armat prefabricat merită o atenţie deosebită. Astfel, pe unele străzi se pot aşeza în construcţia de beton, şine care nu au înălţimea de 160 mm ceea ce va da economii de metal de circa 10 tone la 1 km de cale.

In cadrul cheltuielilor de exploatare, cheltuielile pentru energia electrică au o greutate specifică însemnată şi reprezintă pentru troleibuse 21 % şi pentru tramvaie 13 %. De aceea este normal ca energeticienii din transporturi să lupte pentru un randament înalt de redresare şi distribuire a energiei electrice pentru realizări de economii cît mai mari şi pentru o funcţionare fără avarii.

O serie de probleme de introducere a tehnicii noi în gospodăria electrică se realizează cu succes. Staţiile de tracţiune se trec la funcţionarea automată, se introduc noi redresori cu mercur, se îmbunătăţeşte sistemul de protecţie a cablelor de curent alternativ, se introduce folosirea curentului alternativ pentru protecţie şi pentru circuitele de comandă şi altele.

De asemenea, s-a perfecţionat în mare măsură reţeaua de contact a troleibuselor şi s-a elaborat un nou sistem de suspensie a reţelei de contact cu compensare automată a variaţiilor de temperatură.

In prezent, s-a trecut la elaborarea proiectului de comandă centralizată (telecomandă) a mai multor staţii electrice de tracţiune şi a fost rezolvată problema comenzii de la distanţă a separatorilor de linie.

Se pune la punct documentaţia necesară fabricaţiei în serie a contorilor de energie electrică, de curent continuu de 600 V destinaţi să îmbunătăţească înregistrarea şi să creeze condiţii uşoare de aplicare a măsurilor de reducere a consumului de energie electrică în transporul orăşenesc.

O atenţie deosebită s-a dat şi problemelor de organizare a producţiei şi de perfecţionare a tehnologiei în ateliere de reparaţii şi în depouri. Direcţia a trasat şi a pus în aplicare măsurile de specializare a sectoarelor de producţie şi de îmbunătăţire a cooperării. Aplicarea acestor măsuri permite să se lichideze munca rudimentară şi, pe baza unei tehnologii mai bune, să se asigure calitatea înaltă a pieselor de rezervă, fabricatelor din mase plastice şi a altor produse. In afară de aceasta, costul pieselor de rezervă în fabrică se va ieftini aproximativ cu 25— 30 %. La uzine şi în depouri s-a făcut gruparea şi lichidarea atelierelor mici, lucru ce a dus la o mai bună folosire a utilajelor. Măsurile aplicate dau posibilitatea de a se folosi mai bine tehnica şi suprafeţele de producţie existente şi de a se rezolva problemele de organizare a producţiei într-un mod satisfăcător.

In acest an, Direcţia tramvaielor şi troleibuselor, prin serviciul de cercetări, urmăreşte în primul rînd următoarele probleme :

a) izolaţia căilor de tramvai în scopul micşorării curenţilor de dispersie ;

b) probele comparative ale troleibuselor pentru soluţionarea problemelor de perfecţionare mai departe a construcţiei acestor vehicule ;

c) elaborarea propunerilor pentru folosirea elementelor prefabricate din beton armat pentru liniile de tramvai.

Planurile măsurilor tehnico organizatorice, introducerea tehnicii noi şi îmbunătăţirea celei existente va trebui să dea în acest an, o economie de cel puţin 3 milioane ruble şi să se elibereze un număr de peste 400 salariaţi prin îmbunătăţirea organizării şi creşterii productivităţii muncii.

(Din *„Gorodscoe Hoziaistvo Moskvî"* nr. 9/1955, *K. A. Basurmanov*)

Pîlpîiri ale luminii datorite maşinilor cu mişcare alternativă

621. 34. 232

Deseori maşinile cu mişcare alternativă — spre exemplu ferăstraie, compresoare cu piston, pompe etc. — dau naştere la fluctuaţii periodice ale tensiunii în reţelele de alimentare. După puterea şi felul maşinii, acestea pot stînjeni pe cellalţi consumatori învecinaţi, uneori putînd provoca perturbaţii în întreaga reţea alimentată de transformatorul respectiv.

După examinarea cauzelor perturbaţiilor, se arată modul de calcul al căderii de tensiune periodice admisibile precum şi frecvenţa oscilaţiilor de tensiune. In funcţie de aceste date se poate stabili dacă pîlpîirea luminii este sau nu supărătoare.

Înlăturarea acestor deranjamente se poate face în trei feluri şi anume : prin mărirea secţiunii conductorilor de alimentare, prin mărirea momentului de giraţie sau prin folosirea unui cuplaj elastic. Primele două soluţii sînt mai puţin economice, astfel încît ultima, mai simplă şi mai ieftină, este preferată.

In încheiere este descris un acuplaj elastic care se montează pe arborele motorului în locul roţii de curea care acţionează maşina.

(Din *ETZ-B*, caiet, 2, februarie 1955, *Wilhelm Haefs*)

Istoricul, clasificarea şi fizica tuburilor electronice de frecvenţe foarte înalte

621.385.1.029.63

In domeniul tuburilor electronice s-au pus la punct astăzi, după o muncă intensă, tuburi care pot fi folosite la frecvenţe de peste 1 000 MHz.

Pornindu-se de la examinarea evoluţiei acestora, în ultimii 20 de ani, se ajunge să se expună detaliat cunoştinţele şi stadiul actual al dezvoltării lor. Primele începuturi în domeniul electronicii de frecvenţă foarte înaltă datează din anul 1933 cînd s-a stabilit că la sfîrşitul duratei de propagare a electronilor, o triodă necesită putere activă pentru conducerea electronilor.

Distanţe foarte mici între electrozi pentru micşorarea efectelor duratei de propagare, borne ale electrozilor în formă de disc sau inel – pentru micşorarea inductivităţilor – şi utilizarea comenzilor pe bază de grilă, caracterizează tehnica actuală a tuburilor electronice de frecvenţă foarte înaltă cu comandă de grilă.

Introducerea controlului vitezelor electronilor şi gruparea – focalizarea – electronilor (în 1935–1937) conduce la clistron. Reprezentările iniţiale balistice asupra focalizării neglijau acţiunea forţelor dinamice ale sarcinilor spaţiale. Prin considerarea lor se ajunge în 1939 să se ştie că în curenţii electronici toate semnalele se răspîndesc în formă de unde (unde libere, de sarcini spaţiale). Prin 1944 se demonstrează că este posibil să se amortizeze undele de sarcini spaţiale atunci cînd curenţii electronici sînt influenţaţi de cîmpul magnetic al unei unde conduse. Astfel se ajunge la mecanismul tuburilor cu cîmp accelerat.

Tuburile electronice cu cîmp accelerat, cunoscut azi, se divid în două grupe : tuburi cu sau fără cîmpuri statice transversale. Se examinează mecanismul de funcţionare al celor mai importante dintre acestea – tuburile cu unde progresive şi magnetroanele cu unde progresive.

Un oscilator din aceeaşi categorie (carcinotronul) folosind o undă, condusă cu ajutorul unui conductor material de frînare, a cărei viteză de fază este în opoziţie cu viteza de grup. Acest oscilator poate fi autodezacordat pe o gamă largă de frecvenţă prin variaţia tensiunii.

In sfîrşit, se arată o analogie între propagarea undelor libere de sarcini spaţiale în curenţi electronici şi cea a undelor electromagnetice în conductori. La fel ca şi în conductori se pot realiza transformări în curenţii electronici prin modificări continue sau în salturi a rezistenţei undelor. Transformări de acest fel pot fi folosite practic la amplificarea sau amortizarea undelor de sarcini spaţiale.

(Din *ETZ-A*, volum 76, ianuarie, 1955, *Werner Kleen*)

Instalaţia de sonorizare exterioară a stadionului naţional din Praga

621.396.975 :79.05 (437)

Instalaţia de sonorizare exterioară a stadionului naţional din Praga – unică în felul ei în Europa – a fost creată în vederea Spartakiadei naţionale cehoslovace din 1955. Ea a fost concepută pentru a da ritmul necesar exerciţiilor de gimnastică, pentru a transmite ordinele pe întreg terenul şi în anexele acestuia, pentru a transmite muzică în toate tribunele şi a permite informarea publicului din tribune, căile de acces şi în locurile secundare din jurul stadionului.

Sonorizarea terenului de exerciţii, pe care evoluează 20 000 persoane, a fost realizată prin 112 difuzoare îngropate, fiecare cu o putere de 6 W. Capacul difuzoarelor poate suporta vehicule de 40 tone şi în interiorul deschiderilor respective au fost amenajate colectoare pentru apele de ploaie.

Sonorizarea tribunelor acoperite, care permit numeroase reflexii de sunete şi ecouri, a fost realizată prin difuzoare cu coloană. Acestea au particularitatea de a concentra şi repartiza uniform energia sonoră în plan perpendicular pe axa coloanei, micşorîndu-se astfel reflexiile şi ecourile.

Tribunele descoperite au fost înzestrate cu dipoli acustici constituiţi din două sisteme de radiaţie în formă de disc, fiecare echipat cu cîte 5 difuzoare, care funcţionează în opoziţie de fază unul faţă de celălalt.

Spaţiile din faţa tribunelor – datorită suprafeţelor lor mari – au fost sonorizate cu coloane oblice cuprinzînd fiecare 8 difuzoare.

Puterea totală a instalaţiei centrale este de 20 kW în joasă frecvenţă şi vor fi montate în total peste 3 000 difuzoare cu o putere nominală de 12,5 W, care însă în mod normal nu se încarcă decît cu 3,2 W.

Intreaga instalaţie este dirijată de către un post special de dispeceri care poate decide ce program transmite fiecare grup de difuzoare într-un anumit moment.

Acest post este informat de calitatea reproducerii şi de funcţionarea instalaţiei, de către controlori speciali răspînditi pe întreg terenul şi care au la dispoziţie posturi telefonice

O atenţie deosebită s-a dat şi la alimentarea cu energie electrică a instalaţiei care consumă în total 105 kW.

(Din „*Kovoexport A*" nr.7/1955, *Felix J.*).

Transmisiunile pe unde dirijate sub aspectul recomandărilor internaţionale pentru traficul de mare distanţă al ştirilor

621.396.5 :621.396.65

Transmisiunile pe unde dirijate – pe aşa numitele linii de comunicaţie prin radiorelee – sînt folosite astăzi pe scară largă pentru traficul de mare distanţă al ştirilor, atît intern cît şi internaţional.

După o introducere în tehnica comunicaţiilor cu mai multe căi prin radiorelee, în special sub aspectul problemelor care prezintă o importanţă specială în traficul internaţional, sînt examinate sistemele respective de transmisiuni. Se insistă, în deosebi, asupra sistemelor cu mai multe căi cu o selecţie de frecvenţă a semnalelor şi emisiunea unei unde purtătoare modulată în frecvenţă, precum şi a celor cu selecţie a semnalelor în timp şi o emisiune de impulsuri cu modulaţie de fază.

După aceasta, este arătată pe scurt, organizarea „ Uniunii internaţionale a telecomunicaţiilor " şi sînt arătate adunările internaţionale precum şi îndrumările în domeniul transmisiunilor pe unde dirijate date cu ocazia conferinţei comisiei de studii a „Comitetului consultativ internaţional a Radiocomunicaţiilor" care a avut loc la Geneva în septembrie 1954. Acestea se referă mai ales la problemele de standardizare a sistemelor de modulaţie de frecvenţă şi impulsuri precum şi la un „circuit ipotetic de referinţă" pentru transmisiunile la mare distanţă pe unde dirijate.

(Din *ETZ-A*. volum 76, ianuarie 1955, *Werrmann H*).

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia : Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.57.28 şi 3.07.30 *Administraţia şi casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin* Abonamentele se primesc la *sediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual; Preţul unui exemplar : lei 5.

Országos Műszaki Könyvtár

E 2040

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

2

ANUL IV

1956

SUMAR

*** : Hotărîrea Consiliului Central A. S. I. T. din 5 februarie 1956 53
*** : Conferința electricienilor din R.P.R. . 55
D. Fränkel: Scheme de conexiuni ale wattmetrelor obișnuite pentru măsurarea puterii active respectiv reactive în sisteme trifazate cu conductor neutru 56
V. Bunea: Considerații asupra unor mașini electrice dimensionate la limita lor de încălzire 61
Gh. Turbuțiu: Unele probleme legate de introducerea tehnicii noi în tracțiunea electrică din Capitală 65
B. Herșcovici: Unele probleme cu privire la utilizarea tubului electronic în măsurători electrometrice industriale 69
N. N. Costake: Unele considerații în legătură cu proiectarea servomecanismelor liniare de curent continuu 78
V. Crăciunoiu și *P. Enăchescu*: Scheme de comandă pentru presinguri 86
DISCUȚII
Pl. Andronescu: Observații la lucrarea „Calculul operațional și aplicațiile lui în electrotehnică“ 90
I. S. Antoniu: Răspuns observațiilor făcute la articolul „Calculul operațional și aplicațiile lui în electrotehnică“ 91
NOTE
E. Mayer: Trohotronul — un nou tub electronic folosit în automatică și telemecanică 94
DOCUMENTARE 96
BIBLIOGRAFIE 99

СОДЕРЖАНИЕ

***: Постановление Центрального Правления А.С.И,Т. от 5-го февраля 1956 г. . 53
***: Совещание электротехников Р.Н.Р. . 55
Д. Френкел: Схемы включения ваттметров для измерения активной и реактивной мощности в трехфазных системах с нулевым проводом 56
В. Буня: Об электрических машинах расчитанных на предельно допускаемы нагрев 61
Г. Турбуциу: Некоторые вопросы введения новой техники в столичную электротягу 65
Х. Хершковйчь: Некоторые вопросы использования электронной лампы в промышленной электрометрии 69
Н. Н. Костаке: Некоторые замечания в связи с проектированием линейных сервомеханизмов постоянного тока 78
В. Крэчуною и *П. Энекеску*: Схемы управления утюжными машинами 86
ДИСКУССИИ
Пл. Андронеску: Замечания о работе „Операционное исчисление и его применение в электротехнике 90
И. С. Антониу: Ответ на замечания к статье „Операционное исчисление и его применение в электротехнике“ 91
ЗАМЕТКИ
Е. Майер: Трохотрон—новая электронная лампа применяющаяся в автоматике и телемеханике 94
ДОКУМЕНТАЦИЯ 96
БИЛИОГРАФИЯ 99

SOMMAIRE

*** La décision du Conseil Central de l'A.S.I.T. du 5 février 1956 53
*** La conférence des électriciens de la République Populaire Roumaine 55
D. Fränkel: Schémas de connexions des wattmètres usuels pour la mesure de la puissance active, respectivement réactive dans les systémes triphasés à conducteur neutre 56
V. Bunea: Considérations sur quelques machines électriques dimensonnées à la limite de leur chauffage 61
G. Turbuțiu: Quelques problèmes liés à l'introduction de la nouvelle technique dans la traction électrique de Bucarest 65
H. Herscovici: Quelques problèmes concernant l'utilisation du tube électronique dans les mesures électrométriques industrielles . . 69
N. N. Costake: Quelques remarques en relation avec l'élaboration des projets des servoméca-nismes liniaires de courant continu . . . 78
V. Crăciunoiu et *P. Enăchescu*: Schémas de commande pour pressings 86
DISCUSSIONS
Pl. Andronescu: Remarques sur l'ouvrage „Le calcul opérationnel et ses applications dans l'électrotechnique” 90
I. S. Antoniu: Réponse aux remarques faites au sujet de l'article : ”Le calcul opérationnel et ses applications dans l'électrotechnique“ 91
NOTES
E. Mayer: Le trohotrone-un nouveau tube électronique employé dans l'automatisation et la télémécanique 94
DOCUMENTATION 96
BIBLIOGRAPHIE 99

INHALT

*** : Beschluss des Zentralrates A.S.I.T., vom 5-ten Fäber 1956 53
*** : Konferenz der Elektrotechniker der Rumänischen Volksrepublik 55
D. Fränkel: Schaltungschemen gewöhnlicher Wattmeter für die Messung der aktiven-bez. reaktiven Leistung in Drehstromsystemen mit Nulleiter 56
V. Bunea: Betrachtungen über einige nach ihrer Heizgrenze bemessenen elektrischen Maschinen 61
Gh. Turbuțiu: Einige Fragen betreffend der Einführung der neuen Technik in der elektrischen Strassenbahnförderung der Hauptstadt 65
H. Herșcovici: Einige Probleme in Verbindung mit der Verwendueg der Elektronenröhre für elektrometrische Messungen in der Industrie 69
N. N. Costake: Einige Bemerkungen in Verbindung mit der Projektierung linearer Servomechanismen fur Gleichstrom 78
V. Crăciunoiu u. *P. Enăchescu*: Steuerungsschemen fur Pressionsstrecken 86
DISKUSSIONEN
Pl. Andronescu: Bemerkungen zum Beitrag „Operatorenrechnung und ihre Anwendungen in der Elektrotechnik“ 90
I. S. Antoniu: Antwort zu den Bemerkungen zum Beitrag : „Operatorenrechnung und ihre Anwendungen in der Elektrotechnik“ . . . 91
BEITRÄGE
E. Mayer: Das „Trohotron“-eine neue Elektronenröhre fur die Verwendung in der Automatisierung und Fernbedienung 94
DOCUMENTIERUNG 96
BIBLIOGRAPHIE 99

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ANUL IV 1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 2 FEBRUARIE

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

HOTĂRIREA CONSILIULUI CENTRAL A.S.I.T. DIN 5 FEBRUARIE 1956

Consiliul Central A.S.I.T. întrunit la 5 februarie 1956, a dezbătut activitatea depusă de Asociaţie în anul 1955 şi sarcinile ce-i revin pentru înfăptuirea însemnatelor hotărîri ale celui de al II-lea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn. Pentru inginerii şi tehnicienii membri ai A.S.I.T., legaţi prin muncă şi preocupări de clasa muncitoare şi ţărănimea muncitoare, ca şi pentru întreaga Asociaţie, hotărîrile şi documentele Congresului partidului constituie un îndreptar nepreţuit care trebuie urmat pentru a putea aduce o contribuţie însemnată la îndeplinirea planului cincinal, dezvoltarea economiei socialiste, ridicarea nivelului de trai material şi cultural al poporului şi întărirea statului democrat popular. Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor i se cere să aducă un aport calificat la rezolvarea importantelor probleme tehnico-ştiinţifice şi tehnico-economice legate de ridicarea considerabilă a productivităţii muncii, reducerea preţului de cost şi îmbunătăţirea simţitoare a calităţii produselor.

In centrul preocupărilor Asociaţiei trebuie să stea problemele introducerii tehnicii noi şi tehnologiei avansate în producţia socialistă, generalizarea experienţei înaintate, stimularea şi sprijinirea iniţiativei creatoare a inovatorilor.

Asociaţiei îi revine sarcina de a promova în rîndurile inginerilor şi tehnicienilor rezultatele cercetărilor tehnico-ştiinţifice, ale tehnicii din U.R.S.S. şi alte ţări cu o industrie dezvoltată şi de a-i atrage la studierea măsurilor pentru aplicarea lor în economia R.P.R. Va trebui dată cea mai mare atenţie procedeelor moderne din toate ramurile de producţie, mecanizării şi automatizării proceselor.

Preocupările pentru introducerea tehnicii noi nu trebuie să abată atenţia inginerilor şi tehnicienilor de la folosirea tehnicii actuale a întreprinderilor; dimpotrivă, ei trebuie să dea cea mai mare atenţie îmbunătăţirii actualelor procedee de producţie şi modernizării utilajului pentru obţinerea indicilor celor mai favorabili de productivitate, calitate şi preţ de cost. Multe colective fruntaşe din întreprinderi au dovedit că tehnica actuală poate da mai mult; datoria organizaţiilor A.S.I.T. este să studieze experienţa cîştigată în acest domeniu, să o generalizeze ştiinţific şi să promoveze extinderea ei sistematică. Asociaţia are datoria să dezvolte pe o bază mai largă schimbul de experienţă, în cadrul lui să atragă cadrele cele mai valoroase de oameni de ştiinţă şi practicieni şi să creeze condiţii pentru ca să se desfăşoare nestînjenită lupta de opinii pentru dezvoltarea noului în tehnică şi organizarea producţiei.

Pentru stimularea iniţiativei inovatoare, cercurile A.S.I.T. trebuie să încurajeze şi să sprijine cu toată căldura pe inovatori şi raţionalizatori, acordîndu-le un ajutor competent în rezolvarea propunerilor lor, orientîndu-le preocupările către cele mai importante probleme ale producţiei şi generalizînd inovaţiile care au o aplicaţie largă.

In agricultură, pentru ridicarea randamentului la hectar şi a productivităţii muncii, inginerii şi tehnicienii agronomi să fie orientaţi către folosirea pe scară largă a mecanizării, a metodelor agrotehnice înaintate, în condiţiile specifice de climă şi sol, a îngrăşămintelor chimice şi a mijloacelor moderne de combatere a dăunătorilor, a tehnicii hidroameliorative pentru punerea în valoare a terenurilor neproductive etc. Dezvoltarea activităţii caselor-laborator va da posibilitatea atragerii unui mare număr de ingineri şi tehnicieni la stabilirea ştiinţifică a agrotehnicii diferenţiate şi la promovarea ei în rîndul agricultorilor.

Pentru a contribui la asigurarea progresului neîntrerupt al tehnicii în economia naţională a ţării, Asociaţia trebuie să prezinte membrilor săi perspectivele dezvoltării tehnicii producţiei pe baza studierii căilor de dezvoltare a tehnicii mondiale şi mai ales a tehnicii sovietice prezentate în „Proiectul de directive al Congresului XX-lea al P.C.U.S. cu privire la cel de al 6-lea plan cincinal". Faţă de uriaşele perspective pe care le are aplicarea paşnică a energiei nucleare, ca şi a rezultatelor din alte domenii ale fizicii, trebuie stimulat interesul inginerilor şi tehnicienilor pentru studierea şi dezbaterea problemelor aplicării în industrie şi agricultură a energiei nucleare, a electronicii, telemecanicii şi altele.

Dezbătînd problemele tehnicii moderne, activitatea Asociaţiei trebuie să formeze în rîndul inginerilor şi tehnicienilor o puternică opinie pentru perfecţionarea necontenită a producţiei prin introducerea tehnicii noi şi experienţei înaintate împotriva rutinii, stagnării şi stilului meşteşugăresc în muncă.

Introducerea tehnicii noi trebuie efectuată din punct de vedere al intereselor statului, cu maximum de folos pentru economia naţională, folosind acele sisteme de muncă şi procese de fabricaţie care duc la obţinerea celor mai înalţi indici de productivitate şi la consumuri minime de materiale şi muncă.

Inginerii şi tehnicienii din industrie sînt chemaţi să extindă organizarea producţiei de serie pe bază de linii tehnologice specializate, să reglementeze desfăşurarea în ritm uniform a producţiei şi să introducă norme cu motivare tehnică cu privire la consumul de materiale, energie şi de muncă.

Pentru economisirea materialelor, ei trebuie să acorde o atenţie deosebită proiectării economice a maşinilor şi utilajelor, aplicării proceselor tehnologice perfecţionate şi folosirii înlocuitorilor corespunzători pentru materialele deficitare.

In cadrul Asociaţiei trebuie să se dea o orientare fermă inginerilor şi tehnicienilor ca să privească cu aceeaşi atenţie şi aspectul economic al activităţii lor tehnice, este necesar să se organizeze dezbateri în legătură cu profilarea, specializarea şi cooperarea reciprocă a întreprinderilor şi să se stabilească măsuri pentru aplicarea lor, de asemenea, trebuie să se ducă acţiuni de masă pentru stabilirea şi folosirea normelor de consum şi de lucru cu motivare tehnică.

In agricultură, prezintă mare însemnătate dezbaterile problemelor tehnico-economice ale sectorului socialist în plină dezvoltare.

Introducerea tehnicii noi în producţie, ca şi asigurarea unui progres neîntrerupt al tehnicii, sînt de neconceput fără o ridicare sistematică şi stăruitoare a pregătirii profesionale a muncitorilor, tehnicienilor şi inginerilor.

Este necesar ca în cadrul Asociației să se organizeze acțiuni care să-i ajute pe muncitori să-și însușească o calificare corespunzătoare înzestrării tehnice a întreprinderilor, să-și perfecționeze neîntrerupt pregătirea tehnică, astfel încît să folosească întreaga capacitate a mașinilor și utilajelor moderne și să aplice metode avansate de muncă. In acest scop, cercurile A.S.I.T. vor trebui să colaboreze mai intens cu Cabinetele tehnice organizînd conferințe, instructaje, cursuri la care să atragă pe cei mai buni ingineri, tehnicieni și fruntași în producție.

Cercurile, filialele A.S.I.T. și secțiile de specialitate sînt datoare să se îngrijească de ridicarea pregătirii tehnice a maiștrilor, întărind rolul și răspunderea acestora în organizarea producției; de asemenea, trebuie să se acorde o mai mare atenție inginerilor a căror răspund.re în organizarea și conducerea producției este hotărîtoare, astfel ca fiecare inginer să aducă contribuția sa la perfecționarea producției și la dezvoltarea întrecerii socialiste.

Important în ridicarea pregătirii tehnice este informarea și documentarea asupra procedeelor tehnologice noi de producție, utilajelor și mașinilor moderne, ca și asupra organizării științifice a muncii; Asociația trebuie să intensifice folosirea mijloacelor moderne de propagandă tehnică (filme, expoziții, tipărituri etc) și să organizeze o documentație tehnică cuprinzătoare pentru informarea inginerilor, tehnicienilor și muncitorilor asupra tuturor problemelor ce-i interesează.

Publicațiile Asociației, Revistele și gazeta Tehnica Nouă trebuie să dea cea mai mare atenție promovării tehnicii înaintate, prezentînd-o în forme variate, punînd în dezbatere cele mai însemnate probleme ale dezvoltării producției socialiste, dînd soluții care au cea mai bună justificare din punct de vedere tehnic și economic, stimulînd și influențînd spiritul de creație al inginerilor și tehnicienilor către obținerea celor mai bune rezultate în producție.

Pentru cuprinderea în întregime a sarcinilor ce revin Asociației și rezolvarea lor la un nivel corespunzător, este necesară dezvoltarea muncii de specialitate.

Centrul de greutate al activității Asociației trebuie să fie în cercul A.S.I.T., care în strînsă legătură cu organele sindicale trebuie să-și concentreze munca către studierea atentă și generalizarea sistematică a experienței înaintate a fruntașilor în producție, astfel încît să ajute marea masă a muncitorilor să se ridice la nivelul fruntașilor.

Cercurile A.S.I.T. trebuie să sprijine colectivele întreprinderilor pentru introducerea pe scară largă a tehnicii noi și a organizării superioare a producției, în deosebi prin folosirea rezervelor interne care duc nemijlocit la creșterea productivității muncii și scăderea prețului de cost.

Filialele sînt datoare să conducă întreaga activitate a Asociației din regiunea respectivă, îndrumînd secțiile de specialitate să pună în dezbatere problemele tehnico-științifice și tehnico-economice ale producției, să stabilească concluzii și să propună măsuri pentru aplicarea lor practică.

Secțiile de specialitate ale Consiliului Central A.S.I.T., ca organe de conducere a activității tehnico-științifice, trebuie să orienteze munca inginerilor și tehnicienilor ca și a colectivelor de specialiști spre rezolvarea celor mai însemnate probleme ale ramurii respective, contribuind la promovarea cu răspundere a soluțiilor și metodelor înaintate.

Biroul Consiliului Central să organizeze activitatea secțiilor de specialitate și a comisiilor pentru problemele tehnico-economice și să înființeze noi comisii care să contribuie la dezbaterea unor probleme complexe, care nu pot fi rezolvate de o singură secție.

Este necesar ca în activitatea Asociației să se extindă acele forme de muncă care s-au verificat ca bune și eficace și anume: cercetarea situației din întreprinderi pentru soluționarea unor probleme ale producției, schimburi de experiență cu întreprinderile ce folosesc tehnica nouă și o organizare superioară a producției, ședințe de comunicări științifice în colaborare cu Institutele de Cercetări și de învățămînt superior și altele.

Pe baza experienței cîștigate este necesar să se întărească legăturile de colaborare cu ministerele, Academia R.P.R., Institutele de Cercetări și de învățămînt superior și **să se dea cea mai mare atenție legăturilor de muncă cu sindicatele,** astfel încît să se ridice nivelul științific al activității, să se introducă în practică concluziile stabilite în cadrul Asociației și să se ducă acțiuni comune pentru studierea și generalizarea metodelor și experienței înaintate.

Indeplinirea sarcinilor pe care le are Asociația depinde și de activitatea financiară; cercurilor și filialelor A.S.I.T. le revine sarcina de a intensifica munca de încasare a cotizațiilor individuale, colective și altor venituri locale, precum și de a asigura îndeplinirea planului de abonamente la publicațiile Asociației.

Filialele trebuie să folosească astfel fondurile ce le au la dispoziție, încît acest a să asigure rezolvarea sarcinilor tehnico-științifice din planul de muncă.

In vederea respectării prevederilor statutare, în acest an se vor organiza adunările generale ale cercurilor A.S.I.T. și conferințele subfilialelor și filialelor. Pentru întărirea aportului pe care Asociația trebuie să-l aducă traducerii în viață a Directivelor cu privire la cel de al doilea plan cincinal, este necesar să fie convocat cît mai curînd Congresul A.S.I.T.

Se însărcinează Biroul Consiliului Central A.S.I.T. să întocmească lucrările pentru convocarea Congresului. Pentru discutarea și aprobarea planului privitor la pregătirea și desfășurarea Congresului se va convoca o ședință extraordinară a Consiliului Central al A.S.I.T.

Consiliul Central A.S.I.T. se adresează tuturor membrilor Asociației din industrie și agricultură, chemîndu-i să se alăture muncitorilor pentru ridicarea nivelului tehnic în toate ramurile economiei naționale și obținerea unei creșteri considerabile a productivității muncii, astfel încît să fie traduse în viață Directivele celui de al doilea plan cincinal.

Uniți în jurul partidului și guvernului care conduc cu înțelepciune poporul în lupta pentru pace, bunăstare și progres, să pășim cu încredere și hotărîre în noul plan cincinal și să facem din Asociația noastră un sprijin de nădejde pentru realizarea sarcinilor trasate de Congresul al II-lea al P.M.R. pentru viitorul fericit și luminos al patriei noastre.

Conferința electricienilor din R.P.R. 1956

De la instaurarea regimului de democrație populară și mai ales în anii primului plan cincinal încheiat de curînd, electrificarea a luat o mare dezvoltare în țara noastră, iar industria electrotehnică creată de fapt în acești ani, produce acum majoritatea mașinilor și aparatelor electrice industriale și casnice utilizate în țară. Această dezvoltare deosebit de importantă a pus în fața electricienilor numeroase probleme de materiale, proiectare, construcții, exploatare a instalațiilor și altele. Multe din acestea au fost rezolvate prin priceperea și abnegația inginerilor, tehnicienilor și a tuturor oamenilor muncii din această industrie, sub îndrumarea partidului și guvernului nostru și cu ajutorul multilateral al Uniunii Sovietice.

Așa cum se arată în Directivele celui de al II-lea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn, în următorii cinci ani trebuie urmărită și realizată creșterea considerabilă a productivității muncii și îmbunătățirea calității produselor, prin folosirea mai completă a capacităților de producție existente și perfecționarea utilajelor, mașinilor și agregatelor în funcțiune, prin introducerea treptată a tehnicii noi și a procedeelor tehnologice superioare.

Aceste obiective trebuie realizate atît în industria energetică cît și în industria electrotehnică, care la rîndul ei, trebuie să contribuie în mod direct la realizarea lor și în alte ramuri industriale, în agricultură, transporturi etc.

In vederea popularizării experienței realizate în țara noastră privind introducerea tehnicii noi și a stadiului actual al tehnicii mondiale, precum și pentru informarea largă asupra posibilităților multiple pe care electricitatea le oferă pentru ridicarea tehnicii pe trepte superioare, în alte ramuri industriale, Secția Electricitate a Consiliului Central A.S.I.T. a stabilit organizarea Conferinței Electricienilor din R.P.R., în trimestrul III al anului 1956.

La această conferință urmează să fie expuse referate cu caracter tehnico-științific privind realizări din țara noastră precum și din tehnica mondială, care prezintă interes în condițiile actuale ale industriei noastre, în domeniile de producere, transport, distribuție și utilizare a energiei electrice, telecomunicații, electronică, fabricarea de materiale electrotehnice, mașini și aparate electrice etc.

Conferința Electricienilor din R.P.R. trebuie să constituie o trecere în revistă a stadiului în care se găsește introducerea tehnicii noi în diversele domenii ale electricității și o puternică manifestare de voință a electricienilor din R.P.R. de a depune toate eforturile necesare aducerii la îndeplinire a Directivelor partidului și guvernului.

Secția Electricitate a Consiliului Central A.S.I.T. face un călduros apel către electricienii din R.P.R. din industrie, transporturi, telecomunicații, agricultură, învățămînt, institute de cercetări, să participe în număr cît mai mare la reușita desfășurare a acestei importante manifestări, prin referate cu caracter tehnico-științific, cuprinzînd descrierea elementelor noi care interesează economia noastră națională, din toate domeniile în care intervine electricitatea.

Inginerii, tehnicienii și oamenii de știință care doresc să aducă contribuția lor la această conferință prin prezentare de referate, sînt rugați să anunțe pînă la 15 aprilie a. c. tema referatului respectiv, trimițînd și o scurtă prezentare de cîteva rînduri, a acestei teme, la Secția Electricitate a Consiliului Central A.S.I.T. București Str. Dionisie Lupu 37 (tel. 1. 60. 56). Referatele propriu zise trebuie să fie trimise la aceeași adresă pînă la 1 iunie 1956.

Se recomandă ca referatele să fie însoțite de fotografii, desene, scheme, diagrame etc. în număr cît mai mare.

Referatele urmează a fi publicate într-un volum al Conferinței Electricienilor din R.P.R. 1956.

Informații în legătură cu data, condițiile de participare și desfășurare a conferinței vor fi larg difuzate din timp.

Secția de electricitate a Consiliului Central A.S.I.T

Scheme de conexiuni ale wattmetrelor obişnuite, pentru măsurarea puterii active respectiv reactive, în sisteme trifazate cu conductor neutru

Ing. D. FRÄNKEL

621.317.382+621.317.784.025.3

Se determină schemele de conexiuni posibile ale wattmetrelor obişnuite pentru măsurarea puterii active, respectiv reactive în sisteme trifazate cu conductor neutru, atunci cînd tensiunile şi curenţii de fază sînt oarecare iar tensiunile de linie sînt simetrice. Ca metodă de determinare a schemelor se utilizează metoda componentelor simetrice. Se expun două scheme originale pentru măsurarea puterii reactive.

Se propune să se determine toate schemele de conexiuni posibile ale wattmetrelor obişnuite, pentru măsurarea puterii active, respectiv reactive în sisteme trifazate cu conductor neutru, în cazul cînd tensiunile şi curenţii de fază sînt oarecare, iar tensiunile de linie sînt simetrice (fig. 1).

Este evident că orice schemă valabilă pentru măsurarea puterii active, respectiv reactive în

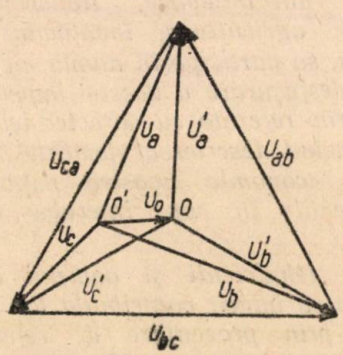


Fig. 1

sisteme trifazate cu conductor neutru este valabilă şi în cazul particular cînd conductorul neutru lipseşte. Deci se porneşte de la cunoaşterea [8] tuturor schemelor de conexiuni ale

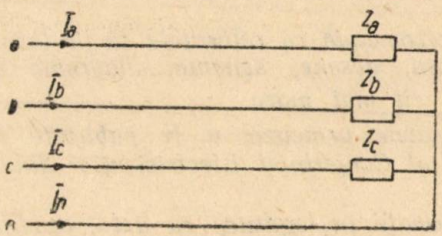


Fig. 2

wattmetrelor obişnuite cu care se măsoară fără eroare de metodă puterea activă, respectiv reactivă în sisteme trifazate cu trei conductori. Se calculează erorile de metodă care apar cînd aceleaşi scheme se aplică sistemelor trifazate cu conductor neutru. Apoi se caută toate acele montaje suplimentare cu care erorile pot fi eliminate sau reduse. Pe această cale se determină toate schemele posibile.

Schemele de conexiuni posibile pentru sisteme cu trei conductori au fost determinate [8] folosind metoda componentelor simetrice. Utilizarea acestei metode a permis prezentarea sistematică şi unitară a problemei propuse. Valabilitatea schemelor de conexiuni găsite pentru măsurarea puterii active poate fi uşor verificată pornind de la expresia în valori momentane a puterii electromagnetice. Schemele pentru măsurarea puterii reactive pot fi de asemenea verificate, dacă se porneşte de la expresia în valori momentane a puterii reactive:

$$P_r = \frac{1}{T}\int_0^T (i_a u_{bc} + i_b u_{ca} + i_c u_{ab})\, dt$$

dar numai în limitele în care însăşi această expresie este valabilă, adică, numai în cazul cînd atît tensiunile de linie cît şi cele de fază sînt simetrice. Folosind această expresie s-ar putea ajunge la concluzia că schemele de măsurare a puterii reactive sînt valabile numai dacă tensiunile de fază sînt simetrice. În realitate, aşa cum se arată cu ajutorul componentelor simetrice, singura condiţie a valabilităţii lor este simetria tensiunilor de linie. Schemele de conexiuni nu îşi pierd valabilitatea în cazul asimetriei tensiunilor pe fază, ci expresia în valori momentane cu care se caută să se verifice valabilitatea schemelor.

1. Metodă de determinare a schemelor de conexiuni.

Pentru a păstra unitatea prezentării şi pentru a nu fi obligat a presupune cazul particular al tensiunilor de fază simetrice, se foloseşte în cele ce urmează tot metoda componentelor simetrice.

Descompunînd sistemul tensiunilor şi curenţilor de fază în componente simetrice, directe, U_{1f}, I_{1f} inverse U_{2f}, I_{2f} şi homopolare U_{0f}, I_{0f} şi ţinînd seamă că în cazul tensiunilor de linie

simetrice $U_{2f}=0$, puterea activă respectiv reactivă se exprimă sub forma:

$$P_4 = 3U_{1f}I_{1f}\cos\varphi_1 + 3U_{0f}I_{0f}\cos\varphi_0$$

respectiv:

$$P_4r_4 = 3\,U_{1f}I_{1f}\sin\varphi_1 + 3U_{0f}I_{0f}\sin\varphi_0$$

unde φ_1 este defazajul dintre U_{1f} și I_{1f}, iar φ_0 defazajul dintre U_{0f} și I_{0f}.

Cînd lipsește conductorul neutru, $I_{0f}=0$ și

$$P_3 = 3U_{1f}I_{1f}\cos\varphi_1$$

respectiv

$$P_3r_3 = 3U_{1f}I_{1f}\sin\varphi_1.$$

Pentru a exprima în componente simetrice eroarea de metodă care apare cînd schemele de conexiuni valabile în sistem trifazat cu trei conductori se aplică celui cu patru conductori, se determină mai întîi cu cît măsoară în plus un wattmetru în sistem trifazat cu patru conductori decît în cel cu trei conductori, dacă la bornele de tensiune i se aplică o tensiune (de fază sau de linie) U, iar prin bobina de curent curge curentul (de fază sau de linie) I.

În sistem trifazat cu conductor neutru, wattmetrul măsoară

$$M_4 = UI\cos(\hat{UI}) = U_1I_1\cos(\widehat{U_1I_1}) + U_1I_2\cos(\widehat{U_1I_2}) + U_1I_0\cos(\widehat{U_1I_0}) + U_0I_1\cos(\widehat{U_0I_1}) + U_0I_2\cos(\widehat{U_0I_2}) + U_0I_0\cos(\widehat{U_0I_0}).$$

În sistem trifazat cu trei conductori ($I_0=0$) wattmetrul măsoară:

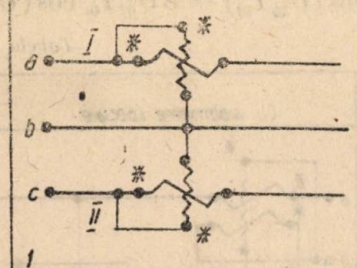
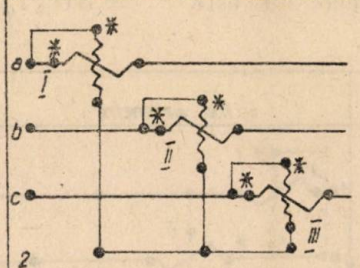
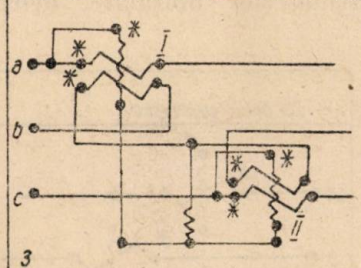
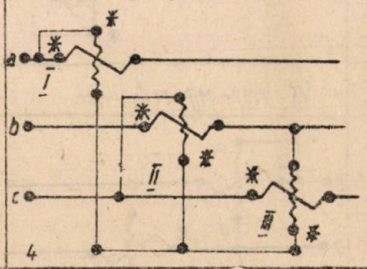
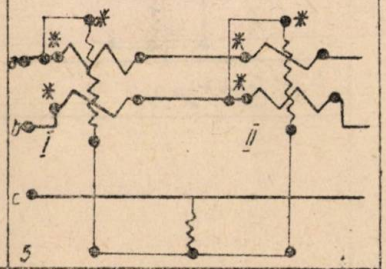
$$M_3 = UI\cos(\hat{UI}) = U_1I_1\cos(\widehat{U_1I_1}) + U_1I_2\cos(\widehat{U_1I_2}) + U_0I_1\cos(\widehat{U_0I_1}) + U_0I_2\cos(\widehat{U_0I_2}),$$

unde indicele (4 sau 3) se referă la numărul de conductori).

Deci termenii care apar în plus în valoarea indicată de wattmetru cînd se trece de la sistemul trifazat cu trei conductori la cel cu conductor neutru, sînt:

$$M_4 - M_3 = U_1I_0\cos(\widehat{U_1I_0}) + U_0I_0\cos(\widehat{U_0I_0}).$$

Tabela I

Cu două wattmetre	Cu trei wattmetre	Cu wattmetre speciale
		
1	2	3
$M_{\bar{I}} + M_{\bar{II}} = P$	$M_{\bar{I}} + M_{\bar{II}} + M_{\bar{III}} = P$	$M_{\bar{I}} + M_{\bar{II}} = P$
		
	4	5
	$2M_{\bar{I}} + M_{\bar{II}} + M_{\bar{III}} = P$	$M_{\bar{I}} + M_{\bar{II}} = \frac{1}{2}P$

Suma indicațiilor wattmetrelor conectate pentru măsurarea puterii active, respectiv reactive în sisteme trifazate cu trei conductori admițînd consumatorii conectați în stea este:

$$\Sigma K_\nu M_{3\nu} = 3U_{1f}I_{1f}\cos\varphi_1 = P_3$$

respectiv:

$$\Sigma K_\nu M_{3\nu} = 3U_{1f}I_{1f}\sin\varphi_1 = P_{3r}$$

unde K_ν sînt factori numerici, cu care se înmulțesc indicațiile wattmetrelor.

Suma indicațiilor wattmetrelor conectate după aceleași scheme, în sisteme trifazate cu conductor neutru este deci:

$$\Sigma K_\nu M_{4\nu} = 3U_{1f}I_{1f}\cos\varphi_1 + \Sigma K_\nu[U_1I_0\cos(\widehat{U_1I_0}) + U_0I_0\cos(\widehat{U_0I_0})] \neq P_4.$$

respectiv :

$$\Sigma K_\nu M_{4\nu} = 3U_{1f}I_{1f}\sin\varphi_1 +$$

$$\Sigma K_\nu[U_1 I_0 \cos(\widehat{U_1 I_0}) + U_0 I_0 \cos(\widehat{U_0 I_0}) \neq P_{4r}.$$

Eroarea absolută de metodă este :

$$\Sigma K_\nu M_{4\nu} - P_4 = \Sigma K_\nu [U_1 I_0 \cos(\widehat{U_1 I_0}) +$$

$$+ U_0 I_0 \cos(\widehat{U_0 I_0})] - 3U_{0f}I_{0f}\cos\varphi_0$$

respectiv

$$\Sigma K_\nu M_{4\nu} - P_{4r} = \Sigma K_\nu [U_1 I_0 \cos(\widehat{U_1 I_0}) +$$

$$+ U_0 I_0 \cos(\widehat{U_0 I_0})] - 3U_{0f}I_{0f}\sin\varphi_0.$$

Eroarea reprezentată prin termenul

$$3U_{0f}I_{0f}\sin\varphi_0$$

nu poate fi eliminată prin nici o conexiune a wattmetrelor obișnuite, deoarece nu este disponibilă o tensiune în cuadratură cu U_{0f} pentru a aplica la bornele de tensiune a unui wattmetru, care ar avea bobina de curent parcursă de curentul $I_n = -3I_{0f}$.

Ceilalți termeni componenți ai erorii pot fi eliminați utilizînd curentul din conductorul neutru $I_n = -3I_{0f}$, fie trecîndu-l prin bobine de curent suplimentare avînd $\frac{1}{3}$ din numărul de spire a celorlalte bobine de curent, fie bobina de curent a unui wattmetru suplimentar.

Ca exemplu se analizează metoda celor două wattmetre pentru măsurarea puterii active.

Ținînd seama că sistemul tensiunilor înlănțuite nu are componentă homopolară, eroarea de metodă este (tabela I :)

$$M_{I4} + M_{II4} - P_4 = U_{1ab}I_{0f}\cos(\widehat{U_{1cb}I_{0f}}) +$$

$$U_{1cb}I_{0f}\cos(\widehat{U_{1cb}I_{0f}}) - 3U_{0f}I_{0f}\cos\varphi_0 =$$

$$= -3U_{1b}I_{0f}\cos(\widehat{U_{1b}I_{0f}}) - 3U_{0f}I_{0f}\cos\varphi_0$$

deoarece $\widehat{U_{1ab}} + \widehat{U_{1cb}} = -3U_{1b}$.

Eroarea poate fi eliminată, introducînd un al treilea wattmetru cu bobina de curent parcursă de curentul I_n și bobina de tensiune conectată la tensiunea U_b.

Într-adevăr wattmetrul introdus măsoară (tabela III, 2) :

$$M_{III4} = -U_b I_n \cos(\widehat{U_b I_n}) = 3U_b I_{0f}\cos(\widehat{U_b I_{0f}}) =$$

$$= 3U_{1b}I_{0f}\cos(\widehat{U_{1b}I_{0f}}) + 3U_{0f}I_{0f}\cos(\widehat{U_{0f}I_{0f}})$$

deci

$$M_{I4} + M_{II4} + M_{III4} - P_4 = 0.$$

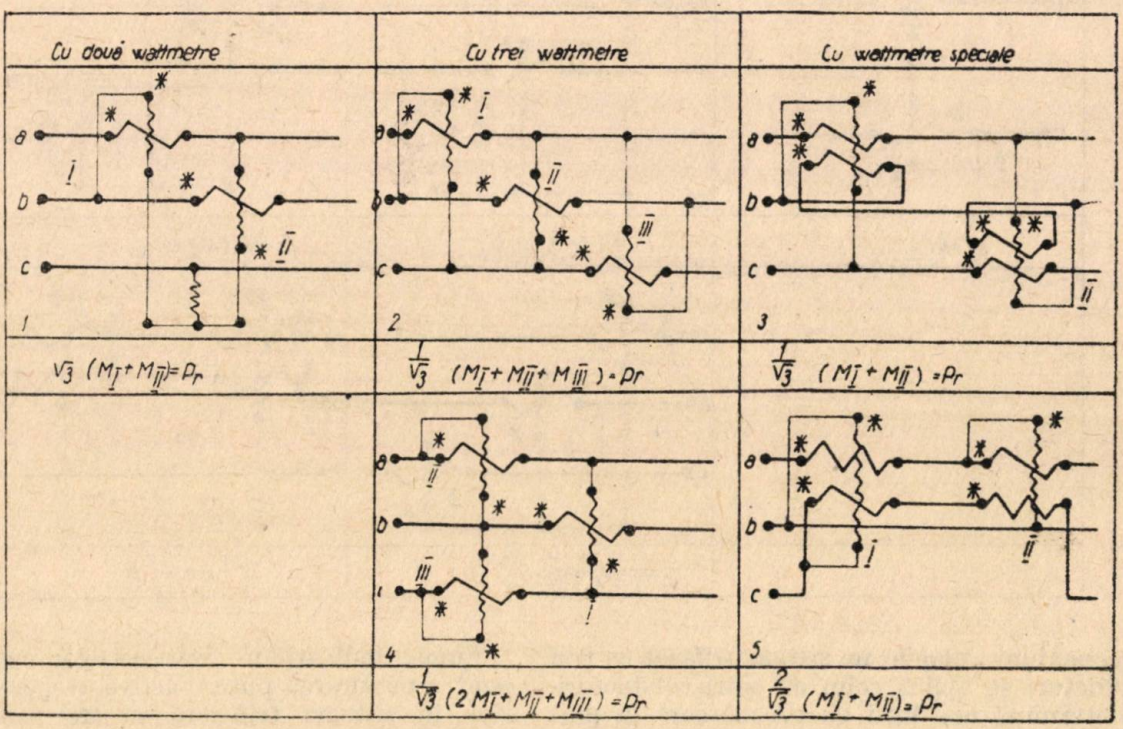
Prin însumarea indicațiilor celor trei wattmetre, eroarea de metodă se elimină.

Eroarea mai poate fi redusă la valoarea

$$-3U_{0f}I_{0f}\cos\varphi_0$$

dacă se introduce cîte o bobină de curent suplimentară cu $\frac{1}{3}$ de spire la ambele wattmetre, parcurse de curentul I_n. Astfel, wattmetrul I

Tabela II



măsoară în plus — $U_{1ab} I_0 \cos(\widehat{U_{1ab} I_0})$ iar wattmetrul *II*: $-U_{1cb} I_0 \cos(\widehat{U_{1cb} I_0})$ și eroarea devine (tabela III,4):

$$M_{I4} + M_{II4} - P_4 = -3 U_{0f} I_{0f} \cos \varphi_0.$$

Pe această cale se determină toate schemele de conexiuni cunoscute ale wattmetrelor obișnuite pentru măsurarea fără eroare de metodă, sau cu eroarea $-3 U_{0f} I_{0f} \cos \varphi_0$ a puterii active, respectiv cu eroarea $-3 U_{0f} I_{0f} \sin \varphi_0$ a puterii reactive (tabela III și IV, 1,2).

Această eroare poate fi redusă la $-3 U_{0f} I_{0f} \sin \varphi_0$ prin două montaje:

a) se conectează la tensiunea U_{cb} un al treilea wattmetru cu o bobină de curent (având $\frac{1}{3}$ din numărul de spire ale bobinelor de curent ale celorlalte două wattmetre) parcursă de curentul $I_n = -3 I_0$. Noul wattmetru măsoară:

$$M_{III4} = -U_{1c} I_{0fb} \cos(\widehat{U_{1cb} I_{0f}})$$

deci

$$\sqrt{3}(M_{I4} + M_{II4} + M_{III}) - P_{4r} = -3 U_{0f} I_{0f} \sin \varphi_0.$$

Tabela III

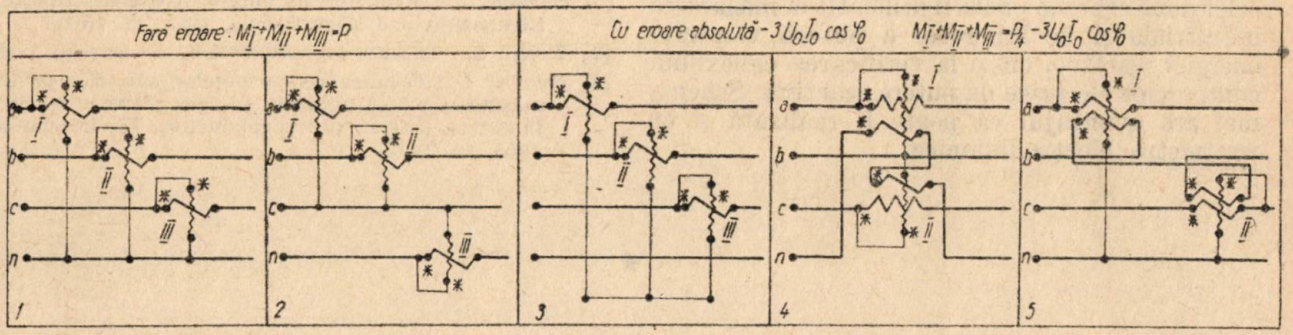
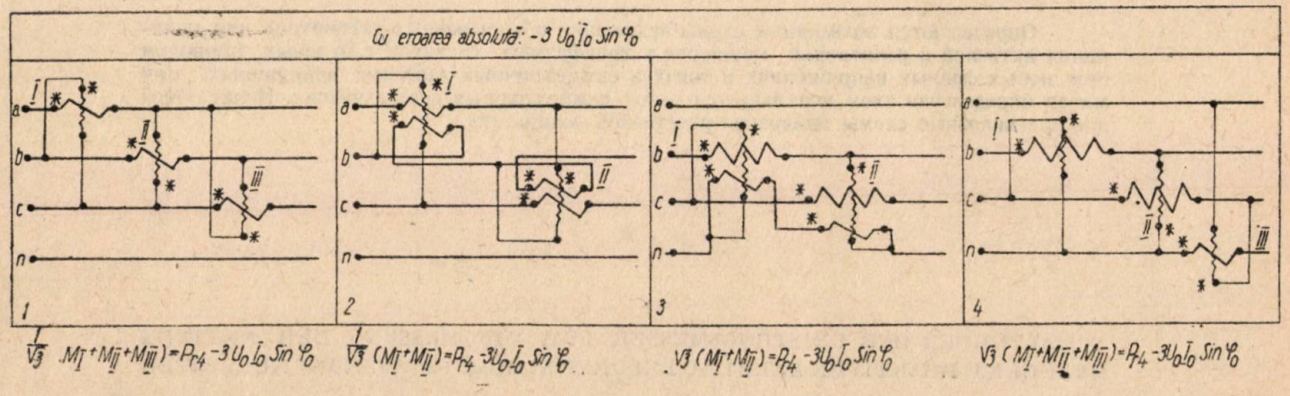


Tabela IV



b) se introduce cîte o bobină de curent suplimentară la ambele wattmetre, avînd fiecare $\frac{1}{3}$ din numărul de spire ale celorlalte bobine de curent, parcurse de curentul $I_n = -3 I_0$ (tabela IV,3).

Wattmetrul *I* măsoară în plus $-U_{1c} I_{0f} \cos(\widehat{U_{1c} I_{0f}})$, iar wattmetrul II: $U_{1b} I_{0f} \cos(\widehat{U_{1b} I_{0f}})$, deci:

$$\sqrt{3}(M_{I4} + M_{II4}) - P_{4r} = -3 U_{0f} I_{0f} \sin \varphi_0.$$

II. Două scheme noi de conexiuni pentru măsurarea puterii reactive

Se determină, de asemenea, două scheme de măsurare a puterii reactive, care nu sînt amintite în literatură (tabela IV, 3,4).

Se pornește de la metoda celor două wattmetre cu punct neutru artificial. Eroarea de metodă este:

$$\sqrt{3}(M_{I4} + M_{II4}) - P_{4r} = \sqrt{3} U_{1c} I_{0f} \cos(\widehat{U_{1c} I_{0f}}) -$$
$$- \sqrt{3} U_{1b} I_{0f} \cos(\widehat{U_{1b} I_{0f}}) - 3 U_{0f} I_{0f} \sin \varphi_0 =$$
$$= \sqrt{3} U_{1cb} I_{0f} \cos(\widehat{U_{1cb} I_{0f}}) - 3 U_{0f} I_{0f} \sin \varphi_0.$$

Concluzii

Folosind metoda componentelor simetrice, s-au determinat toate schemele de conexiuni posibile ale wattmetrelor obişnuite cu care se măsoară fără eroare şi cu eroarea $-3U_{0f}I_{0f}\cos\varphi_0$ puterea activă, respectiv cu eroarea $-3U_{0f}I_{0f}\sin\varphi_0$ puterea reactivă, în sisteme trifazate cu conductor neutru şi tensiuni înlănţuite simetrice. Printre ele există două scheme neîntîlnite în literatura consultată. Cunoaşterea celor două scheme poate fi utilă atît la măsurarea industrială şi de laborator a puterii, respectiv energiei reactive, cît şi la verificarea conexiunii contoarelor electrice de putere reactivă. Schema mai are avantajul că poate fi realizată şi cu wattmetre electrodinamice.

Bibliografie

[1] *Gorionov P. N.*: Contoare electrice, Editura Energetică de Stat 1954.

[2] *Baida I.*: Curs general de măsurări electrice, Ed. Energetică de Stat, 1950.

[3] × × ×: Manualul inginerului electrician, 1954. vol.I

[4] *Iliovici A.*: Comment doit-on tenir compte de la puissance et de l'energie reactive dans la tarification de l'energie electrique, Revue Générale d'Electricité. 1948.

[5] *Antoniu I.*: Măsurarea puterii şi energiei reactive. Studii şi cercetări de energetică, 1954.

[6] *Zawische R.*: Măsurători de putere în sisteme trifazate. Elektrizität und Magnetismus, 1953, nr. 15/16.

[7] *Tenzer G.*: Villamos fogyasztásmérö, Budapesta, 1939.

[8] *Fränkel D.*: Folosirea componentelor simetrice pentru măsurarea puterii, respectiv energiei active şi reactive în sisteme trifazate cu trei conductori. Electrotehnica, 1955, nr. 2—3.

★

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ВАТТМЕТРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМАХ С НУЛЕВЫМ ПРОВОДОМ

Р е з ю м е

Определяются возможные схемы включения обыкновенных ваттметров для измерения активной и реактивной мощности в трехфазных системах с нулевых проводом при любых фазных напряжениях и токах и симметричных линейных напряженях. Как метод определения схем используется метод симметричных составляющих. Излагаются две оригинальные схемы измерения реактивной мощности.

★

SCHALTUNGEN DER LEISTUNGSMESSER FÜR DIE MESSUNG DER AKTIVEN BEZÜGLICH REAKTIVEN LEISTUNG BEI DREHSTROMSYSTEMEN MIT NULLEITER

Zusammenfassung

Es werden die möglichen Schaltungen der Leistungsmesser für die Messung der aktiven bez. reaktiven Leistung bei Drehstromsystemen mit Nulleiter bestimmt, im Falle irgendwelcher unbestimmter Phasenspannungen und Phasenströme, aber mit symetrischer Linienspannung. Als Bestimmungsmethode der Schaltungen dient die Methode der symetrischen Komponenten. Es werden zwei Originalschaltungen für die Messung der reaktiven Leistung vorgezeigt.

Considerații asupra unor mașini electrice dimensionate la limita lor de încălzire

Ing. V. BUNEA
Laureat al Premiului de Stat

621.313.017.71

Se arată că pe eticheta unei mașini electrice trebuie să se treacă datele de tip și nu cele ieșite din încercări. Apoi se arată că proba de încălzire, ca probă de control, se face cu curentul nominal, deci cu cel trecut pe etichetă. Se demonstrează pentru mașinile dimensionate la limita lor de încălzire, că este admisibil ca în seria fabricată să se găsească și mașini care depășesc cu 1— 4°C limita admisibilă de temperatură.

Progresele industriei noastre, obținute datorită condițiilor create în anii puterii populare, au ajuns într-un stadiu, care ridică probleme deosebite și interesante. Micșorarea prețului de cost este astăzi o problemă de prim ordin alături de problemele tehnice.

Dezvoltarea fabricației de mașini electrice se face în prezent folosind materialele active, în special cele deficitare în apropiere de limita lor admisibilă de încălzire. Din acest motiv au apărut o serie de probleme legate de folosirea și de justa interpretare a prescripțiilor oficiale STAS și a obligațiilor contractuale între fabrică și beneficiar, stabilite obișnuit prin normele interne sau prin caietele de sarcini. Desigur aceste norme interne nu trebuie în mod obișnuit să contravină condițiilor STAS, ci eventual să le completeze.

STAS 1893-50 fixează condițiile generale care trebuie să fie satisfăcute de o mașină electrică. Spre deosebire de normele de tip vechi, care conțineau numai specificații de natură tehnică, STAS 1893-50 ca și toate prescripțiile moderne conține și un capitol asupra programelor de încercări.

Încercările sînt clasificate în încercări de tip, de control și în încercări de recepție, lucru absolut indispensabil unei fabricații de serie și se prevede specificația minimală a acestor probe.

Pe lîngă aceste probe minimale, normele interne respectiv caietele de sarcini, pot prevede și alte încercări, care mai trebuie să fie suportate de mașini.

Programul încercărilor de control trebuie astfel întocmit și limitat, încît să asigure că mașina respectivă este comparabilă, în limitele toleranțelor admise, cu mașina care a suportat probele de tip. Acest program nu trebuie să cuprindă acele probe, care nu sînt indispensabile pentru atingerea acestui scop. Probele lungi și complicate, trebuie în limita posibilului evitate ca probe de control. În caz contrar, nu este posibilă o fabricație de serie, deoarece ar fi necesar spații mari, personal numeros, blocare inutilă a fondurilor de rulment și mijloacelor de producție. STAS 1893-50 prevede în acest sens, programul minimal al încercărilor de control și evident că nomenclatura respectivă nu conține, printre altele, nici proba de încălzire și nici probe în vederea determinării randamentului.

Cu toate acestea, este posibil ca în unele cazuri, norma să conțină și probe de control suplimentare, printre care eventual și o probă de încălzire. În acest caz, această probă de încălzire nu poate fi interpretată în sensul unei probe de încălzire efectuată ca la o încercare de tip, unde se iau o serie de precauții și a cărui durată este mare. Proba de încălzire ca probă de control, se prevede că se poate executa cu un curent echivalent, care să aducă mașina într-un timp scurt la temperatura de regim, iar scopul probei este în primul rînd de a examina comportarea mașinii în regimul stabil de stare caldă. Acest lucru poate justifica deci adaptarea unei astfel de probe de control eventual numai la mașinile cu colector, unde starea caldă duce la deformări ale colectorului care pot înrăutăți comutația. Dacă norma internă prevede o probă de încălzire ca probă de control, proba de încercare la sarcină nominală timp de o oră prevăzută în STAS 1893-50 (pag. 22, pct. 102 a) nu mai este de folos fiind o probă minoră; ea nu asigură în aceeași măsură ca cea de mai sus, că mașina a ajuns la aproximativ starea caldă de echilibru. Proba de încălzire, ca probă de control, substituie complet această încercare, care în acest caz nu va mai fi trecută printre probele de control.

Cu ocazia aplicării pe teren a tuturor acestor condiții la mașinile electrice, [avînd solicitările materialelor la limita lor de încălzire, așa cum de altfel ar trebui să fie orice mașină economică, se pot ivi probleme de interpretare ale condițiilor STAS sau a condițiilor suplimentare prevăzute în normele interne.

În cele ce urmează se vor arăta unele din aceste probleme, care s-au ivit în mod concret în practică, analizîndu-se și soluția corectă care trebuie dată. Este posibil, ca în practică să se ivească și alte probleme, mai mult sau mai puțin similare. Socotim însă că examinarea cazurilor care vor fi analizate aici, vor putea

forma o bază a felului în care trebuie soluționată orice problemă de natură similară.

O primă problemă, asupra căreia se pare că în cercurile electrotehnice nu mai există nici o îndoială, este problema timbrării mașinii, respectiv a datelor de etichetă. Care sînt datele care trebuie trecute pe etichetă: cele din proiect, cele din specificațiile contractuale (norme interne), sau cele ieșite la platformă, care obișnuit sînt mai mult sau mai puțin diferite de celelalte.

Este evident că datele proiectului trebuie să coincidă cu specificațiile contractuale. În orice caz, specificațiile contractuale vor fi cele care primează, deoarece în caz contrar mașina nu va fi recepționată de beneficiar. Datele proiectului, respectiv ale normei interne, sînt datele de tip ale mașinii.

Încercările dau în general, rezultate diferite de datele de tip. Se poate întîmpla ca diferențele față de datele de tip să se încadreze în toleranțele admise de STAS 1893-50 (pct. 96) sau să depășească aceste limite. În acest din urmă caz, este clar că mașina nu va fi livrabilă, beneficiarul putînd-o refuza sau recepționa cu excepția modificării clauzelor contractuale.

Dacă diferențele sînt tolerabile după STAS 1893-50, s-ar putea pune întrebarea ce se trece pe etichetă: datele de tip respectiv din norma internă sau datele ieșite la platformă.

Astăzi se recunoaște că pe etichete se trec datele din norma internă adică datele de tip, dacă evident încercările dau valori cu abateri admisibile.

Cu toate că acest lucru este azi unanim recunoscut, vom arăta două cazuri care demonstrează cu ușurință necesitatea unei asemenea etichetări:

1. Un transformator contractat cu o tensiune de scurtcircuit de 8% pentru a merge în paralel cu unul existent, iese la încercări cu 8,8% deci cu o abatere admisibilă. Dacă pe etichetă s-ar trece 8,8% în loc de 8%, s-ar putea întîmpla ca într-un viitor să se comande un al treilea transformator, care urmînd a merge în paralel cu acesta, se va putea face eroarea de a specifica în noua comandă 8,8% tensiunea de scurtcircuit în loc de 8%. Al treilea transformator ar putea ieși cu 9,68% acceptabil deci față de control, neacceptabil față de posibilitatea cuplării în paralel cu primul transformator. Dacă după un al treilea timp se va mai comanda un al patrulea transformator cu 9,68% tensiune de scurtcircuit. acesta va putea ieși cu 10,65% și așa mai departe. Evident că toate aceste anomalii ar dispare de îndată ce pe eticheta primului transformator contractat cu 8% tensiune de scurtcircuit se trece valoarea de tip de 8% și nu de 8,8% care a reieșit din încercări.

2. La încercări, un motor trifazat asincron contractat pentru 5 kW, iese de 5,4 kW. Este evident că pe etichetă nu se va trece 5,4 kW ci 5 kW, pentru a respecta lista motoarelor normalizate.

Cu toate că etichetarea unei mașini electrice, pe baza datelor de tip este peste tot introdusă, acest lucru nu rezultă în mod clar din STAS 1852-50, motiv pentru care am socotit necesar să explicităm acest lucru în prezentul articol. De altfel în caz contrar, prescripția respectivă, trebuie să indice clar acest lucru. Astfel, Poliacov [2, pag. 60] arată că GOST 1282-41 prevede ca pe eticheta condensatorului de forță să nu se treacă valoarea capacității de tip, ci valoarea măsurată.

Să presupunem că se contractează fabricarea unor motoare de curent continuu de 4 kW la 60°C supratemperatură, 220 V 21,7 A, avînd deci implicit un randament de 0,837. La încercări se constată că randamentul este ceva mai scăzut, astfel încît la 4 kW motorul absoarbe 22,5 A. Abaterea la randament fiind admisibilă după STAS 1893-50, curentul mărit de 22,5 A este de asemenea admis conform aceluiași STAS (pct. 8). În conformitate cu cele arătate mai sus motorul contractat va fi etichetat conform datelor de tip, adică astfel:

motor c.c.	
puterea	4 kW
tensiunea	220 V
curent	21,7 A

O primă problemă, care se pune la un asemenea motor, este cum se execută proba de încălzire, ca probă de tip. STAS 1893-50 arată că mașina se pune în sarcină cu valorile nominale, trecute pe etichetă și se măsoară temperaturile în starea caldă de regim care trebuie să fie sub limitele admisibile. În cazul de față acest lucru nu poate fi făcut, deoarece motorul nu va putea fi încercat simultan cu 4 kW și 21,7 A, ambele trecute pe etichetă. Este însă logic, că proba trebuie făcută în cele mai dezavantajoase condiții, adică: în cazul cînd randamentul este mai mic decît cel nominal, mașina trebuie încărcată la puterea de 4 kW, iar dacă randamentul este mai mare, mașina trebuie încărcată la curentul de 21,7 A. De asemenea, rezultatele probei nu vor putea modifica datele nominale de etichetă, ci cel mult pot respinge sau admite mașina respectivă. Din cele de mai sus se vede că proba de încălzire implică cunoașterea exactă a randamentului mașinii, deci probele de stabilire ale randamentului sînt probe premergătoare probei de încălzire. Numai în felul acesta este sigur că tipul de mașină satisface datele nominale trecute pe etichetă, care deci poate rămîne neschimbată.

De multe ori, proba de tip pentru încălzire se execută asigurîndu-se puterea la arbore. Acest lucru reprezintă o greșeală care se bazează pe ideea că obișnuit beneficiarii vor fi de acord cu o mașină avînd un randament mai ridicat decît cel contractat. Aplicarea acestui sistem poate eventual duce la următoarele erori inadmisibile:

a) să necesite modificarea etichetei, respectiv datelor de tip, ceea ce ar impune modificarea normei interne, lucru de neacceptat;

b) proba de tip este o probă care se execută chiar în fabricația curentă. Obișnuit se prevede cîte o probă de tip la un anumit număr de fabricate, în general destul de mare, sau la

anumite intervale suficient de mari ca să nu dăuneze fabricaţiei curente. În acest caz, nu este de conceput că ar putea interveni după fiecare asemenea probă, o schimbare a etichetei, respectiv a datelor de tip şi că s-ar putea livra serii de motoare identice cu diferite etichete după serie şi după caz.

Din cele arătate rezultă clar că la proba de încălzire ca probă de tip, maşina se pune în condiţiile cele mai defavorabile de curent, sau de putere. Numai în felul acesta maşina satisface datele nominale în totalitatea lor, deoarece este evident că dacă a suportat proba cea mai dificilă va suporta şi proba mai puţin dură; dacă proba reuşeşte, datele de tip pot fi trecute pe etichetă.

Dacă, în continuare, proba de încălzire este prevăzută şi ca probă de control, aceasta nu mai poate fi făcută decît la curentul nominal, sau, după caz, la un curent de valoare fixă echivalent unei durate mai scurte de încercare. Alt sistem este inadmisibil pentru o fabricaţie raţională, deoarece implică neapărat o verificare şi o măsurare a randamentului, probă dificilă şi cu cerinţe de mare precizie şi care nu este niciodată cerută ca probă de control. Se poate întîmpla însă în acest caz, ca unele maşini la care proba de control de încălzire corespunde la o probă de încălzire de tip să se încălzească cu 1...4°C peste limita admisibilă de temperatură. Aceasta însă nu justifică schimbarea în parte sau total a mersului normal al încercărilor, adică aşa cum s-a arătat aici ceeace ar fi o greşală.

Tendinţa de a cădea în această greşeală provine din aceea că pentru limitele de temperatură STAS-ul nu prevede nici o toleranţă. Acest lucru, nu trebuie însă să influenţeze, în primul rînd pentru că însăşi valoarea supratemperaturilor din STAS este o cifră convenţională, iar în al doilea rînd, depăşirile peste limitele admisibile în cazul de faţă nu pot fi decît mici şi deci perfecta funcţionare a maşinii şi siguranţa de exploatare este garantată chiar dacă maşina se încălzeşte cu 64°C în loc de 60°C.

În felul acesta s-a demonstrat, în mod natural, că proba de încălzire ca probă de control trebuie făcută cu *valoarea curentului nominal*, sau cu o valoare *fixă* a unui curent echivalent, care să-i permită scurtarea duratei acestei probe.

Acestea admise nu trebuie însă să neglijăm că baza acestei soluţionări a probelor de control este faptul că a existat o maşină la care probele de tip au corespuns din toate punctele de vedere, în sensul arătat. Din acest motiv se poate naşte imediat o problemă a cărei rezolvare simultană este necesară, respectiv necesitatea de a stabili, care trebuie să fie atitudinea controlului în momentul cînd din diferite motive execută o nouă probă de tip pe un alt motor din serie şi va constata că acesta se încălzeşte cu 1...4°C peste limita admisă. O astfel de probă de tip, poate surveni din propria iniţiativă a controlului sau poate interveni şi in satisfacerea unei obligaţii impusă obişnuit de norma internă sau din alte cauze.

Proba de încălzire de tip făcută din proprie iniţiativă, în plus faţă de obligaţiile normei interne, are în general scopul de a verifica fabricaţia, în momentul cînd controlul are vreo bănuială asupra respectării procesului tehnologic. La această probă, maşina va avea poate o temperatură superioară cu cîteva grade celei admisibile. Dacă, totuşi, valoarea încălzirii se găseşte între valorile pe care le-am prevăzut (1...4°C) în sensul celor arătate aici, înseamnă că maşina, respectiv fabricaţia decurge normal.

Este uşor de văzut că această concluzie se bazează în fond pe faptul că la o cercetare asemănătoare a unui mare număr de maşini se vor găsi cîteva, care să se încadreze cu încălzirea în limitele admisibile, deci proba de tip este reproductibilă, însă din punctul de vedere al încălzirii, nu la fiecare maşină.

Dacă se face o probă de tip impusă de norma internă, de exemplu la fiecare 500 bucăţi maşini, sau la fiecare doi ani etc. este necesar ca acestea să se facă pe una din maşinile care corespund. Va fi poate necesar cercetarea unui număr mai mare de maşini, pînă cînd se va găsi una din maşini la care încălzirile să se încadreze în limită.

Fabrica are dreptul evident să prezinte la omologare această maşină aleasă, dacă se dovedeşte că maşinile în totalitatea lor corespund probelor de control.

Dacă la probele de tip pe care controlul le execută din proprie iniţiativă se constată că maşinile cu temperaturi în limite sînt prea rare, este evident că are datoria să cerceteze cauza acestora şi va propune ameliorarea fabricaţiei.

Din cele de mai sus ar rezulta că repetarea obligatorie a probei de tip va fi o operaţie extrem de grea, putînd obliga la încercări prealabile a zeci de maşini. Acest lucru este însă numai aparent. Din probele normale de control se va putea vedea cu foarte mare aproximaţie, care sînt maşinile care se vor încadra perfect în condiţiile probei de tip. Este deci necesar şi suficient ca la probele de încălzire de control, care se execută cu curentul nominal de pe etichetă să se găsească maşini, care să fie cu 2...4°C sub limitele admisibile. Proba de tip urmează să fie executată pe o astfel de maşină.

Omologarea maşinii se va face cu respectarea acestui procedeu a cărei legalitate a fost perfect demonstrată în prezentul articol.

Înafară de aceasta, controlului îi revine sarcina de a sezisa faptul, că numărul de maşini care ar corespunde probelor de tip este procentual prea mic.

Situația trebuie cercetată și propunerile de ameliorare trebuie luate în considerare în planul de muncă intern al fabricii.

Concluzii. Cele arătate în prezenta lucrare demonstrează că toleranța admisă de STAS la randament se resfrînge și asupra încălzirii mașinii. Pentru mașinile care merg la limita de încălzire, acest lucru se traduce cu accepțiunea ca această limită să poată fi depășită cu 1...4°C cu toate că STAS-ul nu prevede toleranță la încălzire.

Din analiza acestei lucrări se poate însă deduce că din acest punct de vedere, adică al toleranțelor, există o diferență între randament și încălzire. Dacă este permis ca absolut toate mașinile fabricate să aibă randamentul la limita inferioară tolerată, acest lucru nu mai poate fi permis la încălzire. Trebuie să existe și mașini de serie, care au încălzire sub limita admisă, sau cel puțin egală cu această valoare limită. Acest lucru înseamnă în fapt la a reduce la circa jumătate toleranțele încălzirii, care ar rezulta matematic din toleranța randamentului. Dacă se consideră că încălzirile sînt proporționale cu pătratul randamentului, un calcul sumar arată că acest lucru va conduce la cele 1...4°C peste limita de temperatură STAS, așa cum s-a admis în articol. Depășirea de 1°C corespunde randamentelor ridicate peste 0,92 și 4°C randamentelor mai scăzute de circa 0,75.

Nu s-ar putea deduce că raționamentele expuse, duc în mod automat la mărirea artificială a limitei admisibile de temperatură.

Din acest punct de vedere, autorul împărtășește ideea că este necesară o revizuire a prescripțiilor STAS 1893-50 în sensul unei coborîri a limitei de temperaturi admisă pentru mașinile electrice și transformatorilor. În acest sens se referă și la discuțiile purtate în U.R.S.S. pe marginea acestei idei [3].

Bibliografie:

[1] .*. : STAS 1893-50.
[2] *Poliacov*: Instalații de condensatori pentru ameliorarea factorului de putere, Editura Energetică de Stat. București, 1953. (trad. din l. rusă).
[3] .*. : Electricestvo, 1953.

★

ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ РАСЧИТАННЫХ НА ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСКАЕМЫЙ НАГРЕВ

Резюме

Утверждается, что на щитке электрической машины должны быть занесены не данные, полученные в результате испытаний, а типовые. Показывается, что испытание машины на нагрев должно производиться при номинальном токе, написанному на щитке. Доказывается, что в случае машин, расчитанных на предельный нагрев, допускается на происводстве наличие машин, превышающих на 1—4°C предельную температуру.

★

BETRACHTUNGEN ÜBER EINIGE NACH IHRER HEIZGRENZE BEMESSENEN ELEKTRISCHEN MASCHINEN

Zusammenfassung

Es wird zunächst darauf hingewiesen dass das Leistungsschild einer elektrischen Maschine nur die typischen Angaben derselben und nicht die Versuchsergebnisse aufweisen soll. Es wird danach gezeigt dass der Erwärmungsversuch, als Kontrollversuch, nur mit Nennstrom ausgeführt wird, also mit dem auf dem Leistungsschild ersichtlichen Stromwert. Es wird endlich erwiesen dass für die nach Heizgrenze bemessenen Maschinen in einer Fabrikations-Reihe, auch Maschinen welche die zulässige Temperaturgränze mit 1...4 °C überschreiten, zulässig sind.

Unele probleme legate de introducerea tehnicii noi în tracțiunea electrică din Capitală

Ing. GH. TURBUȚIU

621.337 : 625.62.001.6

Se face o succintă sinteză a realizărilor tehnice obținute în transportul electric de suprafață și se analizează sarcinile de viitor pentru introducerea tehnicii noi în tracțiunea electrică din orașul București

Dezvoltarea rapidă a Capitalei noastre, precum și sarcinile de ridicare continuă a nivelului de trai al oamenilor muncii, ridică o serie de probleme importante pentru transportul în comun în București.

Un rol de o deosebită importanță în rezolvarea cu succes a acestor probleme îl joacă introducerea cu curaj a celei mai înaintate tehnici în toate domeniile transportului în comun.

Guvernul R.P.R. acordă o mare atenție continuei dezvoltări a transportului în comun. Astfel, în primul cincinal au fost create bazele materiale pentru producția în serie a vagoanelor de tramvai de mare capacitate și viteză mărită și a autobuselor. Directivele celui de al doilea Congres al P.M.R. în legătură cu sarcinile celui de al doilea plan cincinal prevăd construirea în țară a celui mai modern mijloc de transport în comun la suprafață, a troleibusului.

În anii primului cincinal s-a dat o mare atenție îmbunătățirii radicale a alimentării cu energie electrică a firului de contact. Astfel în curs de patru ani numărul substațiilor de redresare a crescut de 2,25 ori. Substațiile au fost înzestrate complet cu echipament sovietic de o înaltă tehnicitate care a dat o deplină satisfacție, asigurînd alimentarea continuă, fără întreruperi a firului de contact.

De asemenea, în ultimul an al primului cincinal s-au început lucrări pe scară largă a îmbunătățirii radicale a căii de rulare, prin aplicarea fundațiilor de beton, metodă nouă care a dat rezultate foarte bune în Uniunea Sovietică.

Analizînd situația transportului în comun, în Capitală, se poate spune cu hotărîre că în prezent se luptă pentru introducerea masivă a tehnicii noi în acest domeniu de activitate. De felul în care se rezolvă în momentul de față problemele importante ale transportului în comun depinde folosirea rațională a fondurilor mari care se alocă, precum și asigurarea unui transport modern rapid, ieftin și comod, pentru mulți ani înainte.

Este cunoscut că în București, mai bine de 80% din capacitatea totală de transport este asigurată de tramvaie. Deși importanța tramvaiului va scădea relativ în cel de al doilea cincinal, cifra absolută de călători transportați va crește. Înafară de aceasta, pe lîngă o introducere masivă de autobuse, un rol din ce în ce mai important îl va avea troleibusul. Este deci întru totul justificată importanța mare pe care o dă I.T.B.-ul, pe lîngă altor probleme, și tracțiunii electrice.

Este de remarcat că în prezent atît institutele de cercetări cît și cele de învățămînt superior dau o mică atenție problemelor tracțiunii electrice. Același lucru se poate spune și despre majoritatea covîrșitoare a inginerilor electromecanici, deși tracțiunea electrică ridică probleme extrem de interesante, specifice ei, din care multe încă nu au primit o rezolvare definitivă nici în străinătate. Aceasta face ca atît exploatarea, cît și proiectarea și fabricarea în R.P.R. de noi instalații și mașini pentru tracțiunea electrică să întîmpine mari greutăți.

În cele ce urmează ne vom opri asupra problemelor celor mai importante din domeniul tracțiunii electrice urbane, tratîndu-le sub prisma introducerii unei tehnici cît mai înaintate. O parte din ele își primesc rezolvarea în cadrul I.T.B., o altă parte pot fi rezolvate cu succes numai cu concursul nemijlocit al industriei republicane și sprijinul inginerilor și tehnicienilor din institutele de cercetări și proiectări.

În cursul anului 1951 un colectiv de muncitori, tehnicieni și ingineri au realizat primul vagon motor pe boghiuri din București, reușind astfel să se obțină un vagon de 14 m lungime cu o capacitate maximă de 170 călători, față de 110, capacitatea vechilor vagoane. Echipamentul electric folosit la aceste vagoane a fost cel folosit pe vagoanele vechi, venite din străinătate. Ulterior, în anul 1954 s-a realizat în R.P.R., după modele sovietice, echipamentul electric complet. Noul echipament electric a îmbunătățit simțitor caracteristicile vagonului pe boghiuri. Se observă, în primul rînd, mărirea vitezei, reducerea greutății, mărirea accelerației și decelerației.

Totuși, față de realizările din străinătate, vagonului trebuie să i se aducă o serie de îmbunătățiri, pentru a putea atinge performanțele realizate în alte părți. Următoarele îmbunătățiri, pe deplin realizabile de industria

noastră în prezent, ar putea aduce vagonul romînesc de tramvai în rîndul celor mai moderne tramvaie din lume :

— introducerea comenzii indirecte cu contactori electromagnetici (şi pe baza ei a comenzii multiple), cu alimentare de la joasă tensiune şi cu asigurarea a 20 poziţii de pornire şi 10—12 poziţii de frînare reostatică ;

— eliminarea şocurilor care se ivesc la trecerea motoarelor electrice de tracţiune de la conexiunea serie la conexiunea paralel, prin introducerea schemei de forţă cu trecere prin „punte" ;

— introducerea frînei electromagnetice cu patine ;

— asigurarea protecţiei schemei în timpul frînării electrice fără pericolul de a pierde frîna ;

— eventuala trecere a serviciilor auxiliare numai pe deservirea electrică, în scopul eliminării complete a instalaţiei de aer comprimat ;

— micşorarea greutăţii vagonului cu încă două tone, adică realizarea unui vagon de o greutate maximă de 15,5 tone ; îndeplinirea acestui obiectiv este complet posibilă dacă se ţine seama de construcţia greoaie a boghiurilor şi încărcarea cupeului cu cantităţi uriaşe de lemn ;

— simplificarea boghiului printr-o construcţie în „*H*" în vederea unei întreţineri cît mai uşoare ;

— restudierea parţială a liniilor exterioare pentru obţinerea unui aspect exterior plăcut şi o mai bună iluminare naturală a interiorului vagonului ;

— coborîrea, cel puţin a platformei de urcare sub 700 mm.

Recentele studii făcute la I.T.B. permit să se tragă concluzia că toate aceste îmbunătăţiri sînt complet realizabile.

Întreprinderea de Transport Bucureşti, are în circulaţie un foarte însemnat număr de vagoane motor şi remorci vechi, care pe lîngă că strică aspectul oraşului sînt şi din punct de vedere tehnic mult depăşite.

O sarcină importantă în acest domeniu constă în modernizarea radicală a acestor vagoane. Primii paşi au fost făcuţi, prin recarosarea metalică a peste 50 de vagoane motor vechi. Se lucrează intens la definitivarea remorcii metalice şi la experimentările primului truc pe rulmenţi.

O importanţă deosebită reprezintă pentru noi modernizarea motoarelor vechi de tracţiune şi dacă este posibil, mărirea puterii. Puterea de numai 36 kW a unui motor vechi nu ne mai poate mulţumi în exploatare, cu atît mai mult cu cît un asemenea motor cîntăreşte 1 100 kg faţă de cele 400 kg realizate la aceeaşi putere de industria constructoare de maşini electrice din ţara noastră.

În prezent, la Atelierele Centrale I.T.B. sînt în curs de modificare două motoare. Noul bobinaj este făcut în bare, în loc de sîrmă dreptunghiulară cu spire multe. Noul bobinaj va permite mărirea puterii motorului cu aproximativ de două ori, ceea ce va da posibilitatea realizării de performanţe de mers ridicate şi la trenurile vechi.

O problemă atacată şi care este în curs de rezolvare este suspendarea completă a motoarelor de tracţiune vechi. Motoarele electrice rapide fabricate în ţară sînt complet suspendate pe boghiuri, deşi cîntăresc fiecare numai 400 kg. În schimb motoarele vechi cu o greutate de aproape 3 ori mai mare, sînt suspendate pe osie, ceea ce face ca jumătate din greutatea lui să acţioneze direct pe calea de rulare, degradînd-o în mod continuu.

*

Troleibusele, acest mijloc modern de transport în comun, nu şi-au primit dezvoltarea cuvenită în Bucureşti, datorită diferenţei dintre tensiunea de alimentare a firului de contact din Bucureşti şi a tensiunii de alimentare la care se puteau procura troleibusele din străinătate. Într-adevăr, în timp ce în mod excepţional tensiunea de alimentare în curent continuu în Capitală este de 750V, aproape toate troleibusele în străinătate se fabrică la 550 V. Pentru cele cîteva troleibuse sovietice aduse în Bucureşti, a fost necesară crearea unei reţele complet separate.

Pentru a da o rezolvare şi acestei probleme, fără a crea însă două sisteme de alimentare în curent continuu în Capitală, la Atelierele Centrale I.T.B. s-a realizat, în cinstea celui de al doilea Congres al Partidului, primul troleibus romînesc de 750 V.

Dificultatea principală, aceea a lipsei motorului de tracţiune de 750 V şi de putere adecvată, a fost trecută prin adaptarea la troleibus a două motoare rapide de tramvai de fabricaţie romînească a 36 kW, 375 V.

S-au încercat două sisteme : primul, acela de a uni mecanic cele două motoare cap în cap şi a le lega în serie la reţea, atacul la roţi făcîndu-se prin diferenţial şi, al doilea, acela de a ataca roţile din spate separat, fără diferenţial, motoarele fiind legate la reţea tot în serie. Primele experienţe au dat rezultate mulţumitoare pentru ambele sisteme.

Experimentarea în continuare a acestui troleibus, precum şi a celor care urmează să se facă la I.T.B. pe lîngă utilitatea pe care o au în mărirea capacităţii de transport în Capitală, va furniza o serie de date preţioase pentru fabricarea troleibusului în industria republicană.

În domeniul construcţiei troleibuselor în ţară, rămîn încă multe probleme deschise, de rezolvarea cărora depinde posibilitatea realizării unei maşini, echivalentă cu cele mai bune realizări din lume :

— proiectarea unei scheme de comandă indirectă simplă, care să realizeze un număr mare

(cel puțin 13—14) de poziții de pornire în 5—6 poziții de mers economic și frînare electrică pe 8—10 poziții;

— trecerea comenzii indirecte pe joasă tensiune;

— automatizarea schemei de comandă;

— realizarea unei protecții sigure împotriva punerii sub tensiune a caroseriei;

— lichidarea sigură a paraziților radiofonici produși de troleibus.

În trecut, problema alimentării cu energie electrică a firului de contact a fost complet neglijată. Cele cîteva substații electrice, moștenite după război, nu puteau face — decît cu foarte mare greutate — față cerințelor crescînde. În anii primului cincinal s-au construit noi substații, s-au luat măsuri pentru buna întreținere a firului de contact.

Este de remarcat, însă, că nici substațiile noi nu sînt automatizate. În fața inginerilor și tehnicienilor stă sarcina de elaborare a schemelor și aparatajelor necesare pentru automatizarea pornirii, opririi și funcționării redresorilor, pentru automatizarea disjunctorilor ultrarapizi de linie etc.

O altă problemă importantă care se ridică și care încă nu și-a primit rezolvarea în substațiile noastre, este aceea a folosirii în circuit închis a apei de răcire care răcește direct redresorul.

O sarcină importantă ne stă în față și în domeniul modernizării substațiilor și redresorilor vechi. Un prim pas a fost făcut și aici prin înlocuirea anozilor de fier la redresorii vechi cu anozi de grafit, care au permis o încărcare mai mare a mașinilor, ducînd în același timp la micșorarea numărului de aprinderi inverse, totuși, sînt încă foarte multe de făcut în acest domeniu.

Cu toate că în prezent Intreprinderea de Transport din București dispune în ansamblu de o importantă rezervă de putere instalată, se observă în anumite părți ale orașului gîtuiri în alimentarea cu energie electrică, ca semn al unei repartizări nu destul de judicioase a substațiilor după necesarul de energie de curent continuu. Este necesară studierea posibilității de transfer de energie electrică de curent continuu între diferite substații și construirea de una sau două substații de redresare mobile cu ajutorul cărora să se poată interveni în acele puncte ale orașului care duc lipsă de energie într-o perioadă mai mult sau mai puțin îndelungată.

Sarcini importante stau în fața tehnicienilor și inginerilor în domeniul rețelei de contact. Nici pînă astăzi nu s-a definitivat o metodă de calcul expeditivă și în același timp destul de exactă a alimentării cu energie. Specificul consumatorilor în tracțiunea electrică, (mobilitatea consumatorilor, variația continuă a sarcinii și neregularitatea circulației) ridică probleme deosebit de dificile în alegerea justă a secțiunii firului, în calcularea căderilor de tensiune, pierderilor de energie și solicitărilor termice. Problema se complică și mai mult prin faptul că nici premizele de calcul nu sînt încă destul de bine justificate. De asemenea și interpretarea rezultatelor este făcută încă destul de subiectiv.

Probleme deosebit de interesante și de mare importanță pentru economisirea de energie electrică sînt și legarea în paralel a firelor de contact a celor două căi care merg alături, alimentarea firului de contact din două părți și interconectarea prin rețea a substațiilor de tracțiune. Motivul principal care împiedică rezolvarea problemelor de mai sus este faptul că nu s-a găsit pînă în prezent o protecție selectivă simplă care să poată asigura continuitatea în alimentare tot atît de sigură ca și în cazul rețelei radiale secționate unde se folosesc protecții obișnuite prin aparate maximale.

Partea mecanică a rețelei de contact ridică și ea problema care își așteaptă rezolvarea. Astfel, o problemă primordială este aceea de a găsi o modalitate de suspensie a firului cu puncte de sprijin depărtate la 60—70 m față de 30—35 m cît avem în momentul de față. Problema trebuie rezolvată atît pentru tramvaie cît și pentru troleibuse. Dezvoltarea pe care o vor primi în curînd troleibusele ne cere să rezolvăm și problema intersecțiilor firelor de contact ale tramvaiului cu ale troleibusului și problema macazelor aeriene automate.

Pagube importante pentru economie pot aduce curenții de dispersie, care iau naștere datorită contactului direct dintre șinele de tramvai și sol. Micșorarea curenților de dispersie precum și organizarea întoarcerii lor în substații în mod organizat ne pun în față cîteva probleme dificile. În primul rînd prinderea fenomenelor fizice în ecuații încă nu este desăvîrșită Este încă aproape imposibil a prinde în ecuații întregul ansamblu de circuite care pot lua naștere și a predetermina cu destulă siguranță, locurile cele mai expuse coroziunii metalice.

În vederea micșorării acțiunii dăunătoare a curenților de dispersie este necesară echilibrarea centrelor de întoarcere. Acest lucru s-a făcut în mare măsură la I.T.B., salvîndu-se în acest fel zeci de km de conducte de ieșirea prematură din funcțiune. Este însă de arătat că echilibrarea se face periodic pe baza valorilor medii, cînd de fapt pentru diminuarea la minimum a efectului curenților de dispersie este necesar un reglaj automat continuu al rezistențelor de echilibru.

Comportarea vehiculelor electrice precum și a performanțelor pe care le pot realiza pe traseu, depind în foarte mare măsură de felul în care ele sînt conduse. O urmărire îndelungată a manipulanților în timpul conducerii a dus la concluzia că trebuie dată o atenție deosebită

conducerii raționale a vagonului electric. Față de această situație calculele și încercările practice efectuate la I.T.B. arată că aplicarea conducerii raționale a vagoanelor poate să aducă numai în Capitală o economie de energie de 7 000 000 kWh anual și în același timp o mărire a vitezei de comunicație de 5—6%.

În ultimul timp s-au luat măsuri pentru instruirea inginerilor, tehnicienilor și manipulanților în vederea unei conduceri corecte a vehiculelor și s-au dat la reparat un însemnat număr de amperiorămetri care vor servi în viitor pentru controlul consumului de energie de către diferiți manipulanți.

Este de dorit, ca în țara noastră să se fabrice contori electrici de 750 V curent continuu care ar avea o mare utilitate în acțiunea care va trebui dusă pentru continua reducere a consumului Specific de energie electrică.

Un rol important în introducerea unei tehnici noi în tracțiunea electrică îl joacă cunoașterea amănunțită a teoriei tracțiunii electrice, a materialului rulant electric (tramvaie și troleibuse), al redresorilor cu mercur, al firului de contact. Cu părere de rău trebuie afirmat că pînă în prezent nu s-a publicat nici o carte romînească (nici traduceri) care să trateze pe larg teoria tracțiunii electrice urbane, în care să se dea o serie de indicații în diferitele domenii de specialitate asupra ansamblului întreg cunoscut sub numele de „tracțiune electrică", ceea ce face ca o mare parte dintre ingineri și tehnicieni să cunoască foarte puțin acest interesant domeniu de activitate. Publicarea unei asemenea cărți, după părerea noastră, este absolut necesară.

În încheiere am dori să menționăm că o dată cu cele arătate succint mai sus nu se epuizează lista lucrărilor importante care se rezolvă sau își așteaptă rezolvarea la I.T.B.

Prin munca entuziastă a muncitorilor, tehnicienilor și inginerilor de la I.T.B., cu ajutorul fabricilor, institutelor de cercetare și proiectare, sîntem convinși că vom reuși să introducem cu tot mai mult succes, tehnica nouă în tracțiunea electrică, contribuind astfel la organizarea unui transport în comun ieftin, comod și rapid în Capitala noastră.

★

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ВВЕДЕНИЯ НОВОЙ ТЕХНИКИ В СТОЛИЧНУЮ ЭЛЕКТРОТЯГУ

Резюме

Производится короткий синтез технических достижений, полученных в наземном электрическом транспорте и дальнейших задач для введения новой техники в электрический транспорт в г. Бухаресте.

★

EINIGE FRAGEN BETREFFEND DER EINFÜHRUNG DER NEUEN TECHNIK IN DER ELEKTRISCHEN STRASSENBAHNFÖRDERUNG DER HAUPTSTADT

Zuzammenfassung

Es wird eine kurze Zusammenfassung der technischen Ergebnisse die im elektrischen Strassenbahn-Betrieb erzielt werden dargeboten, und zugleich die weiteren Aufgaben betreffend der Einführung der neuen Technik in der elektrischen Strassenbahnförderung der Stadt Bukarest analysiert.

Unele probleme cu privire la utilizarea tubului electronic în măsurători electrometrice industriale

Ing. H. HERŞCOVICI

621.385.3 : 621.317.32

Se arată în linii mari în ce constau problemele de electrometrie cu tuburi electronice şi se studiază posibilitatea folosirii aparatelor electrometrice în industrie, unde apare ca foarte importantă problema uzurii tubului electronic.

Problema măsurării tensiunilor electrice fără consum de putere şi a curenţilor foarte mici, de ordinul 10^{-12}—10^{-16} A a reprezentat totdeauna o problemă deosebită a fizicii. Această problemă a devenit cu atît mai importantă, pe măsură ce măsurătorile electrometrice au început să se introducă şi în industrie. Mai mult, pe măsura dezvoltării fizicii nucleare s-au înmulţit atît cererile cît şi pretenţiile calitative asupra aparatelor electrometrice. Cum energia atomică devine din ce în ce mai mult o energie cu utilitate industrială, ne putem aştepta ca aparatele pentru măsurători electrometrice să treacă din stadiul de aparate de laborator în stadiul de aparate industriale de uz curent.

1. Probleme de electrometrie în legătură cu tuburile electronice

Tuburile electronice sînt, prin excelenţă, aparatele cu care se pot face măsurători şi comenzi de automatizare fără consum de putere de la sursa de măsurat, aceasta, deoarece curentul în circuitul grilei de comandă a tubului electronic poate fi redus atît de mult încît să devină nesupărător.

Problema cercetării precise a existenţei şi mărimii acestui curent se pune în cazul în care montajul cere neapărat ca prin circuitul element de măsură — grilă — catod curentul să fie de ordinul 10^{-8}—10^{-14} A adică situaţia măsurătorilor electrometrice.

Curentul grilă-catod dintr-un tub electronic, cu grilă negativă este în general mic. Studiile făcute cu privire la această chestiune [1,2,4] au arătat că apariţia şi mărimea acestui curent se datoresc următoarelor cauze :

a) Curent provocat de electronii care ajung pe grilă datorită vitezei lor iniţiale. Acest curent creşte o dată cu deplasarea tensiunii de grilă spre valori pozitive şi scade cu creşterea tensiunii anodice. Componenta electronică a curentului de grilă are valoarea cea mai mare, de aceea porţiunea de caracteristică unde ea este predominantă se evită. Curentul datorit vitezei iniţiale a electronilor are sens pozitiv. Celelelte componente au sens negativ.

b) Curent datorit ionilor captaţi de grilă. Acest curent este datorit urmelor de gaz din tub şi are sensul invers curentului datorit vitezei iniţiale a electronilor. Curentul ionic creşte cu tensiunea anodică.

c) Curent datorit emisiei electronice a grilei, emisie provocată pe de o parte de încălzirea grilei prin radiaţia catodului şi mărită prin activarea ei cu bariul vaporizat de pe catod (termoemisie) şi pe de altă parte, de către lumina care pătrunde pe grilă dinafară sau de pe catod (fotoemisie). Fotoemisia este importantă în tuburile care trebuie să aibă curenţi de grilă foarte mici (sub 10^{-13} A).

În aceste cazuri se mai adaugă şi o emisie datorită bombardamentului cu raze X formate pe anod.

d) Curent datorit emisiei de ioni pozitivi ai catodului, efect al descompunerii acestuia.

e) Curent datorit izolaţiei proaste între electrozi.

Curba de variaţie a curentului de grilă total $i_g = f(U_{g1})$ al unui tub electronic obişnuit este arătată în fig. 1.

Rezultă din această curbă că, curentul de grilă I_g pentru valori mari ale tensiunii grilei de comandă U_{g1} are o valoare destul de independentă de tensiunea de grilă şi mult mai mică decît porţiunea pozitivă a sa. De asemenea, se observă o tensiune (pe care o notăm U_{g1}) pentru care $I_g = 0$, tensiune numită potenţialul grilei libere. Această tensiune este cea pe care o capătă grila ori de cîte ori lipseşte legătura galvanică între grila şi catod. În general, la tuburile folosite în electrometrie acest potenţial este situat între 1—2 V. Negativarea de lucru a tubului va trebui astfel aleasă încît să ne situăm pentru oricare din valorile tensiunii de măsurat suficient de departe de U_{g1} deoacere în felul acesta evităm apariţia curenţilor de grilă mari.

Pentru micşorarea curentului de grilă, s-au creat o serie de tuburi electronice speciale, tuburile electrometru, la care s-au luat toate precauţiile necesare micşorării fiecărei componente în parte. Astfel, aceste tuburi lucrează cu tensiuni anodice foarte scăzute 6—10 V, micşorînd în felul acesta curentul produs de ionizarea gazelor din interiorul tubului.

De asemenea, pentru micşorarea emisiei termoelectronice a grilei, catozii acestor tuburi

funcționează la temperaturi scăzute. În felul acesta este coborîtă și fotoemisia cît și emisia

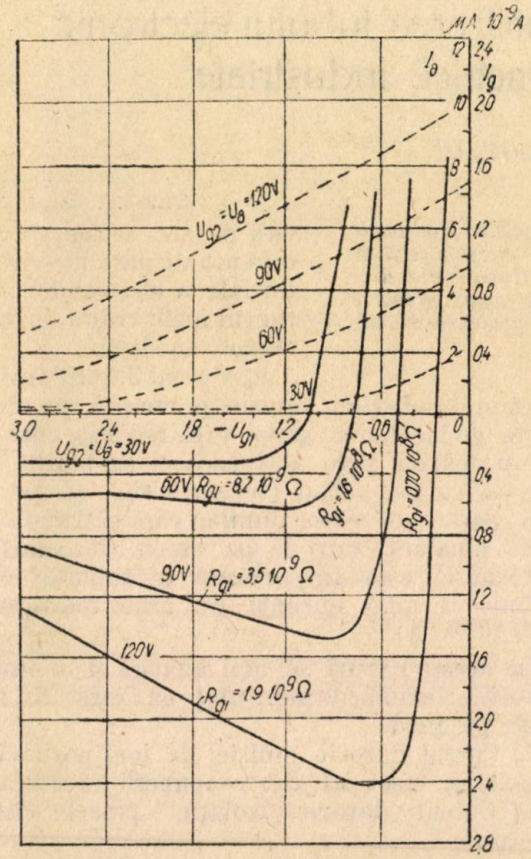


Fig. 1

de ioni a catodului. De asemenea tubul se ecranează optic pentru a feri grila de lumină.

Suporții de sticlă ai electrozilor se execută din sticlă de calitate superioară, iar grila se suspendă în așa fel încît rezistența de izolație față de ceilalți electrozi să fie foarte mare.

Cu astfel de tuburi se realizează curenți mai mici de 10^{-13}—10^{-14} A. Uneori tubul se introduce într-un spațiu evacuat sau se iau precauții speciale împotriva umidității ca; acoperirea cu o peliculă de cerezină etc. astfel că se coboară curenții de grilă și mai jos, la 10^{-15}—10^{-16} A.

Inconvenientul principal al triodelor electrometrice este curentul anodic foarte scăzut. Cercetările făcute pentru îmbunătățirea calității acestor tuburi au dus la adăugarea unei a doua grile, imediat după catod, numită grilă catodică, căreia i se dă un potențial pozitiv de 6—8 V.

Rolul acestei grile este multiplu: a) mărește curentul anodic datorită accelerației ce o imprimă electronilor; b) înlătură curentul de grilă datorit vitezei inițiale a electronilor; c) frînează curentul de ioni pozitivi emiși de catod; d) ecranează parțial grila de comandă de radiațiile catodului.

În fig. 2 se arată caracteristicile curentului de grilă și anodic pentru tubul eletrometric „4060".

În domeniul tuburilor electrometrice s-au făcut și alte perfecționări; nu se va insista însă asupra lor, nefăcînd obiectul acestui articol. În domeniul măsurătorilor electrometrice ne-

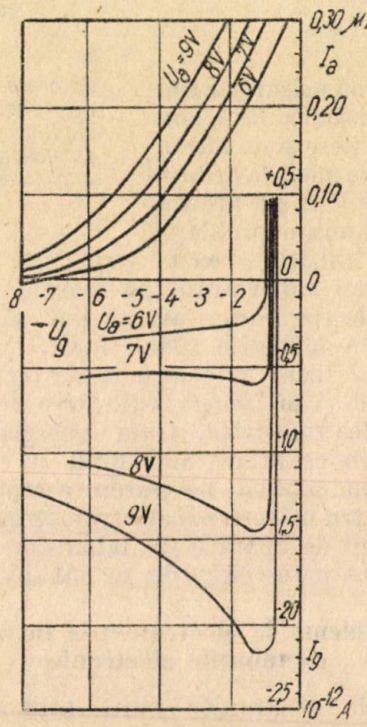


Fig. 2

cesare industriei în momentul de față credem că este mai accesibilă utilizarea tuburilor obișnuite de radio în montaje speciale.

2. Utilizarea tuburilor electronice de tip „ghindă"

Dificultățile de procurare și de cost ale tuburilor electrometrice pot fi evitate utilizînd tuburi „ghindă" de tipul 959, 954 (sau echivalentul 6J1J) sau miniaturi ca 6BE6 etc.

Aceste tuburi se caracterizează printr-o izolare foarte bună a electrozilor, lipsa soclului, toți electrozii sînt scoși direct pe sticlă și dimensiuni de gabarit foarte reduse. Cercetările făcute au arătat că într-un montaj special, aceste tuburi pot funcționa cu mare succes ca tuburi electrometrice (fig. 3). Anume: a) tensiunea anodică se ia de circa 6—8 V; b) ca grilă de comandă este utilizată (în cazul pentodelor, spre exemplu) grila supresor situată la un potențial negativ de cîțiva volți față de catod; c) rolul grilei catodice din tuburile electrometru îl îndeplinește aici grila ecran situată la un potențial pozitiv de 6—8 V; d) grila cea mai apropiată de catod se pozitivează cu 0,5—2 V, influența ei fiind hotărîtoare în ceea ce privește panta tubului;

e) tensiunea de filament se scade chiar pînă la jumătate din tensiunea nominală pentru a coborî astfel temperatura catodului; *f*) uneori catodul se menţine la un potenţial mai coborît decît filamentul (cazul tuburilor cu în-

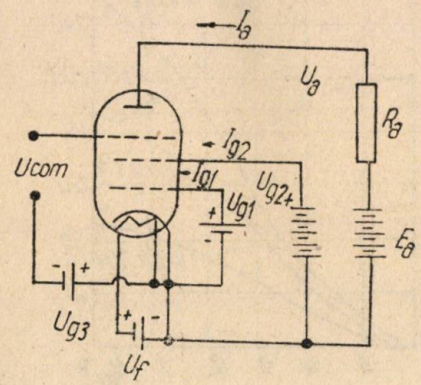


Fig. 3

călzire indirectă, exemplu 6J1J) pentru a evita apariţia unui curent suplimentar de grilă datorat electronilor emişi de filament.

Curenţii de grilă care se obţin cu tuburile ghindă în montajul de mai sus variază între 10^{-12}—10^{-14} A.

Pentru curenţii de ordinul a 10^{-14} A este necesară alegerea unui tub special, selecţionat dintr-o cantitate mare de tuburi de acelaşi tip [1]. S-a constatat că cel mai bun regim electrometric se obţine cu tuburile care în montaj identic au un curent anodic mai mare. Tubul se ecranează optic şi se fereşte de umezeală şi praf, fie printr-o peliculă de cerezină, fie prin scufundarea în ulei, fie prin montarea în vid.

În cazul că se admit curenţi de grilă de ordinul a 10^{-13} A, poate fi folosit orice tub ghindă, iar precauţiile de montaj micşorate. Este posibil, chiar, utilizarea unei tensiuni anodice de 7—8 V fapt care măreşte panta şi curentul tubului.

In sfîrşit, dacă se admit curenţi de ordinul 10^{-12} A se poate mări tensiunea anodică şi cea de grilă ecran pînă la 10 V şi cea de filament pînă la 60% din tensiunea nominală. În aceste condiţii curentul de grilă rămîne încă sub 10^{-12} A. Creşte mult curentul anodic dînd posibilitatea folosirii unui instrument indicator de sensibilitate relativ scăzută.

În fig 4 se ilustrează aspectul curenţilor anodici şi de grilă ai ghindei „959" în funcţie de negativarea grilei *G*3 şi de tensiunea de filament, iar în fig. 5 caracteristicile aceluiaşi tub în funcţie de negativarea grilei *G*3 şi de tensiunea anodului şi a grilei catodice (aici grila ecran *G*2).

Atunci cînd curenţii de grilă interesează numai ca ordin de mărime, este suficientă cunoaşterea curentului de grilă într-un singur punct, deoarece se constată din forma caracteristicii curentului de grilă, existenţa unei porţiuni plate tocmai în regiunea obişnu-

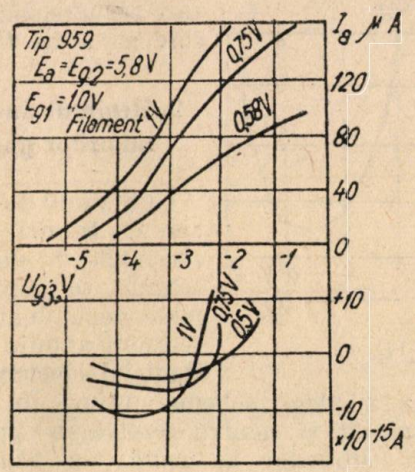


Fig. 4

ită de lucru. În experienţele făcute de autor cu un tub 6J1J, fără precauţii speciale, s-a determinat în această regiune valoarea $I_{g3} \cong 5.10^{-13}$A.

O altă observaţie care trebuie făcută este cu privire la potenţialul grilei libere. Pentru tubul „959" se vede că acest potenţial este cuprins între 1,5—2,5 V în funcţie de tensiunea de filament. Domeniul de lucru al tubului

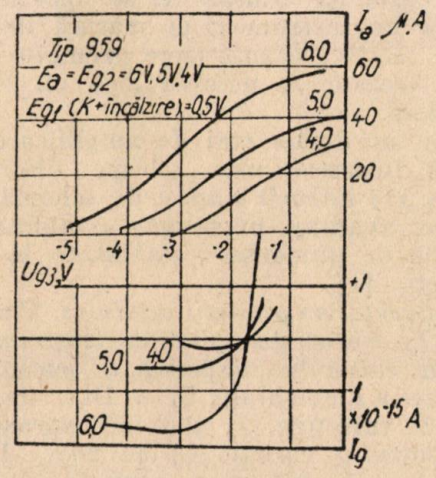


Fig. 5

este limitat într-un sens de valoarea potenţialului liber la tensiunea de filament respectivă şi în celălalt de curbura caracteristicii anodice.

Studiul efectuat mai în deaproape asupra curentului de grilă a mai arătat că acesta este cu atît mai mic cu cît grila *G*1 este mai pozitivă faţă de catod. Aceasta este de altfel explicaţia că se ia $U_{g1} = +0,5$ la 2 V. Fenomenul pare a se datora faptului că ionii pozitivi din tub au o viteză cu atît mai mare cu cît potenţialul grilei *G*1 este mai puţin pozitiv.

De asemenea, se constată că funcţie de valoarea U_{g2} curentul de grilă prezintă un

minimum (fig. 6) pe o porțiune suficient de întinsă, de la 4—8 V. De aceea aceste valori limitează domeniul în care se lucrează aproape totdeauna cu U_{g2} [3].

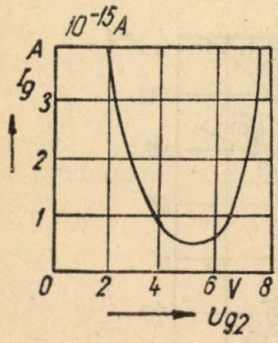


Fig. 6

3. Regimul anodic al tuburilor ghindă

În regimul de lucru al acestor tuburi, cu toate tensiunile de alimentare scăzute, se constată o mare dependență a curentului anodic de potențialul electrozilor.

Pentru a alege schema optimă de montaj a tubului, cît și pentru rezolvarea problemei înlocuirii tuburilor la uzură s-a studiat de către autor influența asupra curentului anodic I_a a fiecărui electrod în parte.

În special trebuie urmărit :

— regimul de alimentare a electrozilor să nu depășească valorile pentru care avem curent de grilă minim ;

— liniaritatea caracteristicii ;

— amplificarea maximă ;

— posibilitatea înlocuirii tubului.

Mai importantă este problema utilizării tubului ca amplificator de tensiune, aceasta pentru cazul că urmează să se folosească ca indicator un instrument de măsură de sensibilitate relativ scăzută (spre exemplu 1 mA) și deci aceasta ar necesita încă un etaj de amplificare.

Ca un al doilea etaj de amplificare, este indicată folosirea unei scheme diferențiale (fig. 16, 17) întrucît o astfel de schemă are o serie de avantaje importante (stabilitate cu tensiunile de alimentare, stabilitate la îmbătrînire etc. [4].

a) *Influența temperaturii catodului.* Cum este și firesc I_a va crește o dată cu creșterea temperaturii catodului, respectiv a tensiunii de alimentare a filamentului U_f . Din fig. 7 se vede că variațiile I_a sînt de aproximativ 50% pentru o variație U_f cu 25%. De asemenea se observă și o variație a pantei tubului. Valoarea tensiunii de filament trebuie să se ia însă, în primul rînd, ținînd seama de curentul de grilă permis, de aceea cel mai des se lucrează cu U_f egal cu 50% din valoare nominală a tensiunii, deși aceasta scade panta considerabil.

b) *Influența grilei G1.* În fig. 8 au fost ridicate experimental caracteristicile $I_a = f(U_{g3})$ cu U_{g1} ca parametru. Din examinarea acestor curbe se pot deduce următoarele :

În porțiunea centrală a caracteristicilor — $U_{g3} = 1{,}5$—$2{,}5$ V (porțiunea utilizată în practică, limitată între U_{g1} și cotul inferior al caracteristicii) se constată o creștere a pantei tubului pînă la un maxim, de 0,7—0,8 V, apoi o scădere a ei cu creșterea mai departe a tensiunii U_{g1}. Aceasta s-ar putea explica prin faptul că pe măsura creșterii tensiunii U_{g1} o mai mare parte a curentului catodic se scurge prin grila $G1$, astfel că influența grilei $G3$ devine din ce în ce mai mică. Aspectul $I_a = f(U_{g1})$

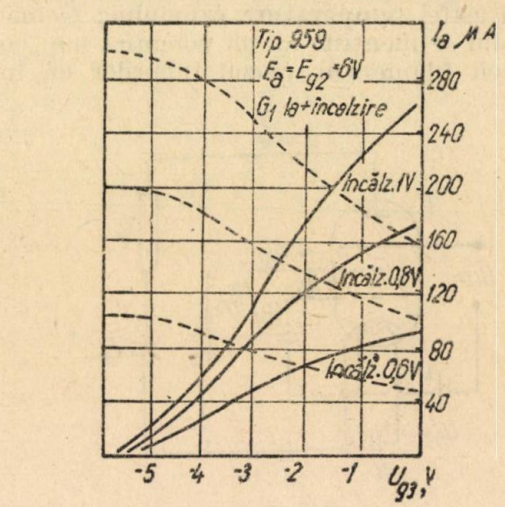


Fig. 7

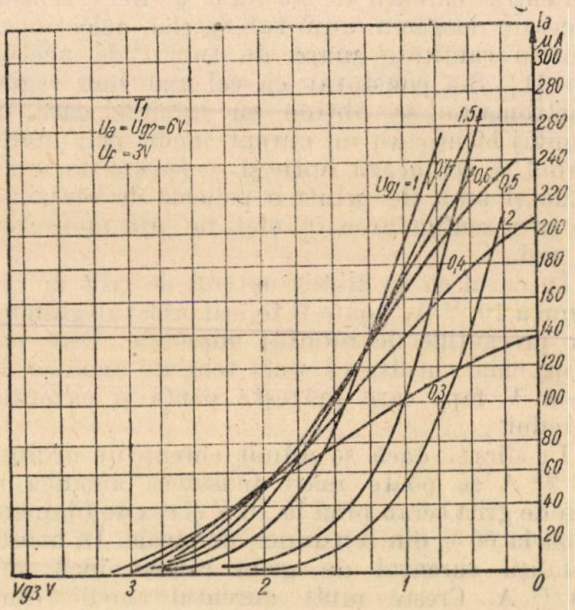


Fig. 8

pentru U_{g3} ca parametru ilustrează și mai bine cele de mai sus (fig. 9). Se observă că pentru fiecare valoare U_{g3} curba prezintă un maximum după care I_a scade tinzînd către o valoare constantă. Distanțele variabile dintre curbele succesive arată modul de variație al pantei S. De remarcat că S_{max} nu corespunde cu $I_{a\,max}$ și că în general se găsește după cotul de maxim al caracteristicii. Studiul a cinci exemplare 6J1J arată că aspectul acestor

curbe poate varia întrucîtva. La unele tuburi maximum I_a are loc pe o porțiune U_{g1} de ajuns

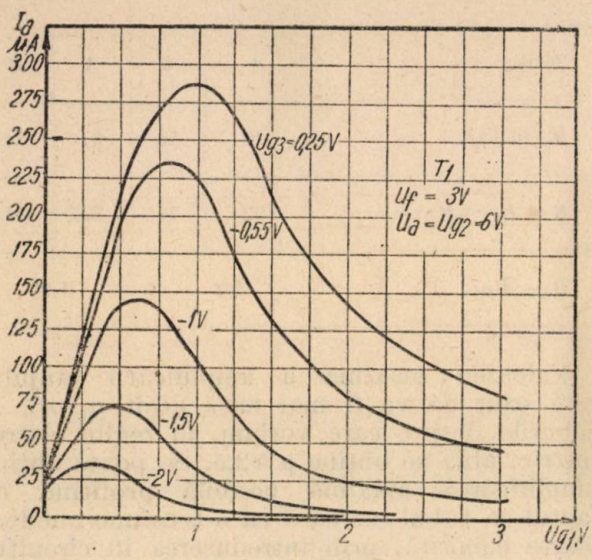


Fig. 9

de întinsă iar pentru altele, descreșterea caracteristicii apare la valori U_{g1} relativ foarte mari. La acestea din urmă gradul de neliniaritate este mai accentuat și este recomandabil, în măsura posibilităților, evitarea acestor exemplare.

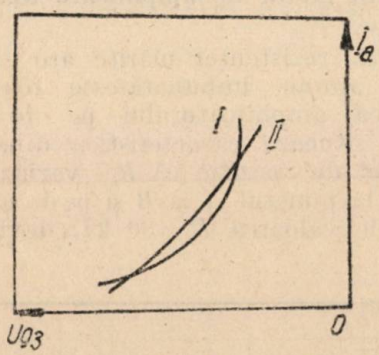


Fig. 10

Liniaritatea caracteristicii pe porțiunea utilă scade cu creșterea tensiunii U_{g1}. Aceasta se observă de altfel și pe fig. 9 prin aceea că pentru un U_{g1}=const. distanța între caracteristici crește cu micșorarea valorii negative a grilei $G3$ (respectiv variază panta). Rezultă de aici că o dată cu creșterea pantei tubului scade liniaritatea sa, ceea ce trebuie să impună alegerea unei perechi de valori de compromis. Astfel pentru tubul studiat, caracteristica optimă se obține cu $U_{g1} = +0{,}6$ V cînd $S_{med} = 90\ \mu$ A/V iar neliniaritatea de ajuns de mică (în funcționarea dinamică neliniaritatea va scădea și mai mult ajungînd practic la zero).

Trebuie observat că liniaritatea caracteristicii are o importanță deosebită în măsurătorile electrometrice. De exemplu în problema schimbării tuburilor la uzură, dacă $I_a = f(U_{g3})$ sînt linii curbe, chiar dacă se impune acestor curbe printr-o serie de reglaje să treacă toate prin două puncte fixe, etalonarea scării aparatului între aceste două puncte poate devia foarte mult (fig. 10). În particular, în cazul folosirii tubului la măsurarea pH-ului, existența unei scări liniare permite controlul etalonării cu soluții etalon numai în două puncte ale scării.

După cum se va vedea, problema neliniarității este complet eliminată în cazul funcționării tubului ca amplificator de tensiune.

c) *Influența grilei G2 și a anodului.* În aproape toate montajele cu tuburi ghindă se ia $U_{g2} = U_a$. Valoarea maximă a acestei tensiuni este hotărîtă de curentul de grilă admisibil. Obișnuit, $U_{g2} = U_a = 6$ V. La această tensiune, ionizarea gazelor în tub este înlăturată. U_{g2} este suficient de mare pentru producerea unui

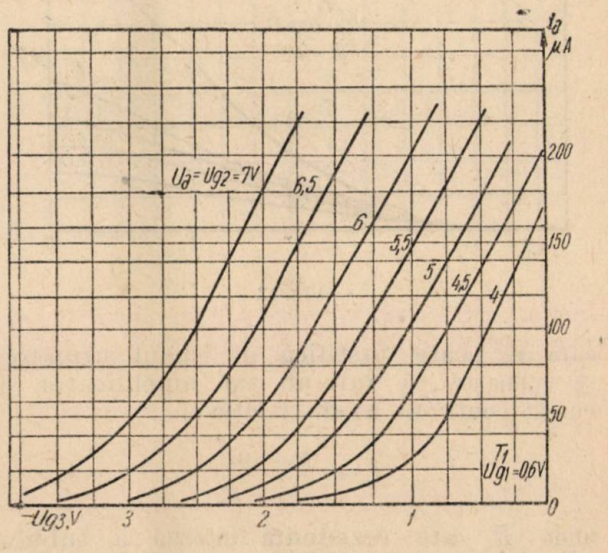


Fig. 11

I_a mulțumitor și se încadrează în valoarea pentru care U_{g3} este minim (fig. 6).

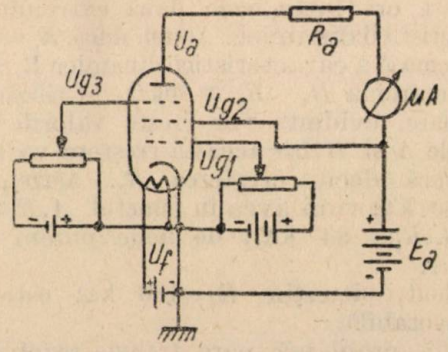


Fig. 12

În fig. 11 s-au ridicat caracteristicile $I_a = f(U_{g3})$ pentru $U_a = U_{g2}$ ca parametru. Se constată

menținerea constantă a pantei cu variația $U_a = U_{g2}$ pe porțiuni de curbă de ajuns de mari. De asemenea, cu creșterea acestei tensiuni, porțiunea liniară a caracteristicii se deplasează spre porțiunea utilă $U_{g3\ mediu} = 2$ V, ceea ce are o mare importanță. Pentru tubul studiat este suficient $6 < U_a = U_{g2} < 6{,}5$ V.

Este foarte util și studiul caracteristicilor dinamice ale tubului electrometric, la conectarea unei rezistențe de sarcină R_a în circuitul anodic (fig. 12).

Experiența arată că liniaritatea caracteristicilor crește cu creșterea lui R_a (fig. 13), fapt

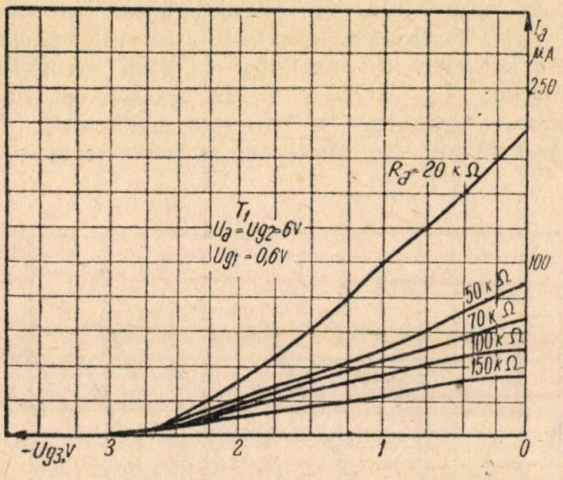


Fig. 13

care se poate justifica în modul următor: se cunoaște că într-un tub amplificator de curent continuu avem relația:

$$I_a = \frac{E_a - \mu U_g}{R_a + R_i}$$

unde R_i este rezistența internă a tubului. Pentru a micșora influența lui R_i este necesar $R_a \gg R_i$. Într-adevăr, considerînd familia de caracteristici $I_a = f(U_a)$ cu U_{g3} ca parametru (fig. 14) se constată că în condițiile noastre de lucru rezistența internă variază de aproximativ 4 ori între cele două extremități ale caracteristicii dinamice. Astfel, dacă $R_a = 20$ kΩ, în extrema A a caracteristicii dinamice $R_i \cong 12$ kΩ, iar în extrema B, $R_i \cong 50$ kΩ. Utilizînd R_a mai mare, evident vor crește valorile R_i în punctele A și B dar această creștere va fi mult mai mică decît creșterea R_a. Astfel, dacă $R_a = 160$ kΩ vom avea în punctul A, $R_i \cong 67$ kΩ și în B, $R_i = 84$ kΩ, de unde putem forma tabela 1.

Evident, situația $R_a = 160$ kΩ este mult mai favorabilă.

O altă problemă care trebuie rezolvată în aceeași ordine de idei este factorul de amplificare al etajului (A) întrucît etajele cu tuburi electrometrice au un factor de amplificare foarte scăzut.

Tabela 1

R_a, în kΩ	20		160	
Poziția	A	B	A	B
R_i, în kΩ	12	50	67	84
$R = R_a + R_i$	32	70	227	244
R_{max}/R_{min}	2,2		1,07	

Valoarea maximă a amplificării etajului este știut că va fi mai mică decît μ, ori, la tuburile despre care vorbim, în regim eletrometric, abia se obține $\mu \cong 2{,}5$. Se poate obține amplificarea maximă posibilă profitînd de faptul că tubul lucrează cu o tensiune anodică foarte coborîtă, prin introducerea în circuitul anodic a unei rezistențe de valoare foarte mare și creșterea tensiunii E_a la o valoare corespunzătoare. În cadrul experiențelor noastre cu $E_a = 20$ V și $R_a = 500$ kΩ, menținînd toate celelalte valori ca și mai înainte, s-a obținut un factor de amplificare foarte apropiat de μ.

Folosirea rezistenței mărite are -și un alt avantaj, anume îmbunătățește foarte mult liniaritatea amplificatorului pe de o parte, deoarece situează caracteristica dinamică într-o astfel de poziție că R_i variază foarte puțin de la punctul A la B și pe de altă parte, R_i, aici de valoarea $R_i = 30$ kΩ, devine negli-

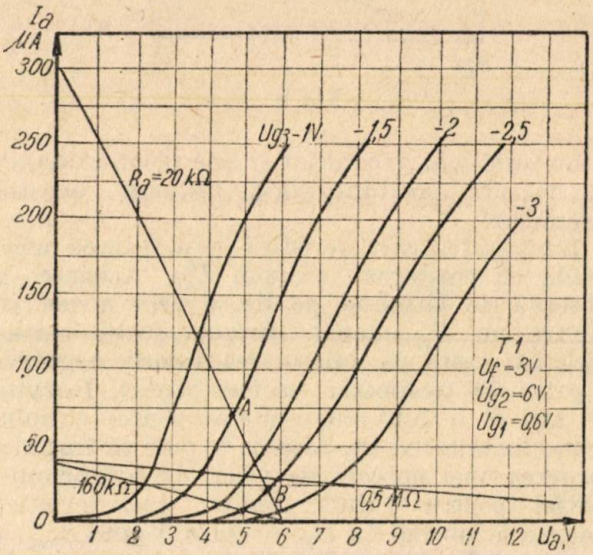


Fig. 14

jabil față de R_a, astfel că $A \to \mu$ independent de R_i. Se poate afirma că în acest mod problema liniarității este rezolvată.

4. Problema înlocuirii tuburilor la uzură

Faptul că tubul ghindă este utilizat cu o tensiune de filament 50—60% din tensiunea nominală, îi prelungește considerabil viața. Într-un aparat de laborator problema înlocuirii

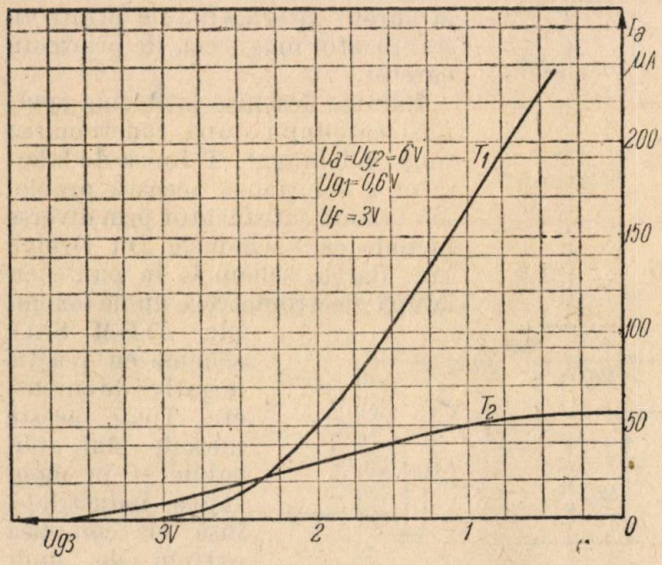


Fig. 15

tuburilor la uzură se pune extrem de rar, la intervale de ani; într-un aparat industrial care în unele cazuri (automatizări) funcționează în permanență, această problemă devine însă foarte importantă. Importanța ei reiese imediat din fig. 15 unde au fost ridicate două caracteristici pentru două exemplare 6J1J alimentate cu aceleași tensiuni de electrozi. După cum se vede, cele două exemplare se comportă ca două tuburi complet deosebite. Experimentînd cu 6 tuburi diferite nu s-au găsit două ale căror caracteristici să se suprapună. Problema înlocuirii tuburilor constă în a găsi o metodă care să permită cu ușurință înlocuirea tuburilor uzate, fără schimbarea etalonării.

Efectele deosebirilor celor două tuburi sînt:

a) variația factorului de amplificare;
b) variația curentului anodic.

Dată fiind liniaritatea etajului, diferențele de amplificare se vor corecta prin variația amplificării etajului următor (fig. 16), prin variația sensibilității instrumentului indicator (fig. 17) etc.

În ceea ce privește variația curentului anodic, respectiv variația tensiunii U_a și aceasta s-ar putea corecta foarte ușor aducînd instrumentul indicator la zero printr-o polarizare corespunzătoare a tubului II din etajul diferențial, fapt care de altfel se și face pentru punerea la punct a aparatului înainte de măsurare. Cum însă curenții anodici pot varia de la un tub la celălalt foarte mult, rezultă că tensiunea U_a poate atinge valori cu mult mai mari decît 6 V, valoare admisă din punctul de vedere al curenților de grilă. Acest fapt necesită introducerea unui reglaj în plus, în așa fel făcut încît să nu permită funcționarea etajului cu o tensiune mai mare decît cea permisă. Acest reglaj este optim să se facă asupra tensiunii U_{g1}.

Modalitatea cea mai simplă este următoarea: se utilizează pe grila tubului II un montaj

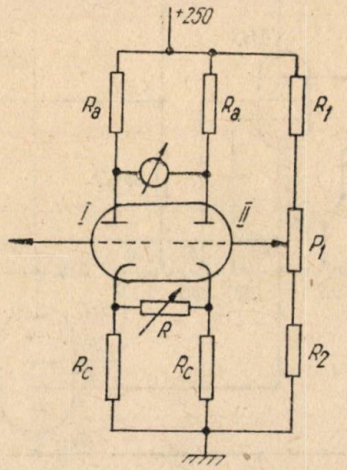


Fig. 16

care să nu permită aplicarea unei tensiuni mai mari de 6,5 V și mai mici de 5,5 V. De asemenea se alimentează grila $G1$ printr-un potențiometru. La înlocuirea tubului se caută obținerea reglajelor de zero și de maximum ale instrumentului. În cazul cînd aceasta nu

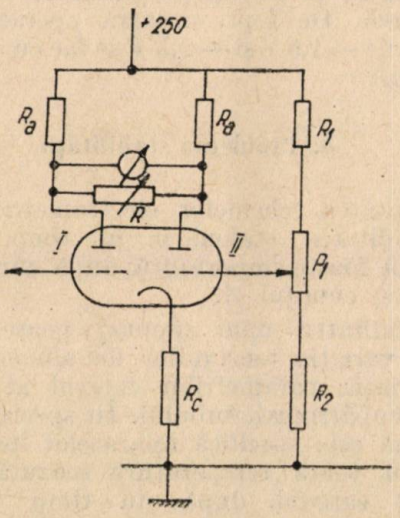


Fig. 17

este posibil, se modifică tensiunea U_{g1}. Se repetă operația pînă ce, cu potențiometrele de reglaj P_1 și P_2 la $\frac{1}{2}$ $\frac{3}{4}$ din cursă se obține valoarea U_{g1} pentru care avem regimul optim de lucru al tubului ghindă.

În fig. 18 se arată o schemă de milivoltmetru studiată de autor și care cu unele modificări și adăugiri poate folosi la măsurarea valorii pH.

Reglarea aparatului se face după scurtcircuitarea bornelor de intrare. Pentru poziția

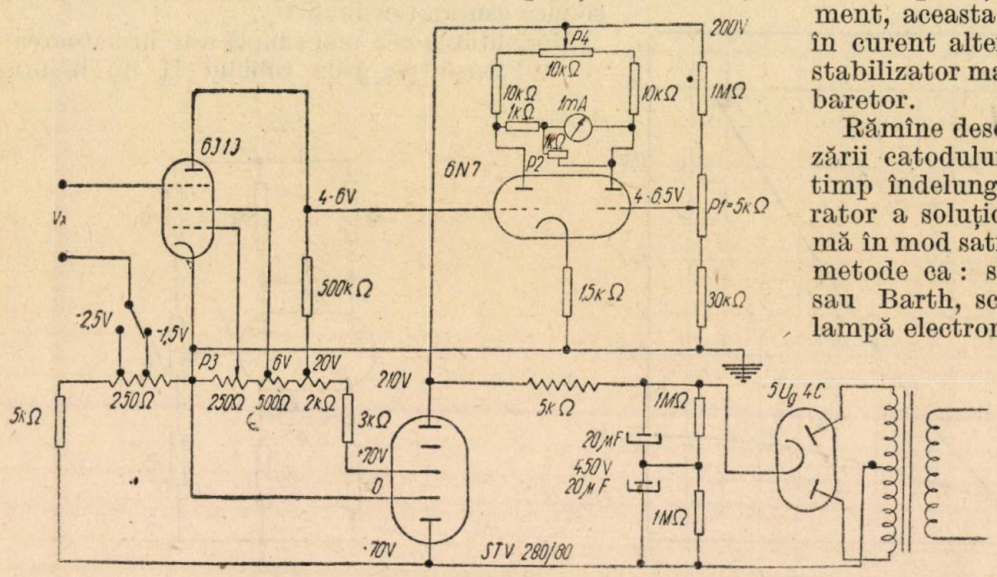


Fig. 18

comutatorului — 2,5 V se reglează P_1 astfel că instrumentul să indice zero. Pentru poziția — 1,5 V se reglează P_2 astfel ca indicația instrumentului să fie maximă. În cazul imposibilității reglajului, se modifică P_3 și se refac operațiile cu P_1 și P_2 (în prealabil, s-a echilibrat puntea cu P_4). Modalitatea de aducere a grilelor la un același potențial nu s-a arătat în schemă. De fapt, această operație cît și comutările — 1,5 V și — 2,5 V se fac cu un același comutator.

5. Problema stabilității

Stabilitatea schemelor electrometrice, adică invariabilitatea etalonării în timp, este o problemă foarte importantă, după cum rezultă din însăși enunțul ei.

Instabilitatea unui montaj poate surveni fie din variația tensiunilor de alimentare, fie din variația parametrilor interni ai tubului, fie din îmbătrînirea tubului. În special aceasta din urmă este specifică aparatelor industriale, unde, cu toată temperatura scăzută la care lucrează catodul, după un timp oarecare, emisia acestuia începe să scadă. Scăderea emisiei aduce după sine modificarea etalonării aparatului.

În aparatele de laborator, alimentarea schemelor electrometrice se face cu baterii de acumulatori. Acest lucru este inadmisibil în aparatele industriale. În aceste cazuri sînt neapărat necesare surse de tensiune continuă stabilizată, alimentate de la rețeaua de curent alternativ. Experiența arată că U_a nu variază în mod vizibil dacă, E_a, E_{g2} și E_{g1} variază cu $\pm 1\%$, de aceea, pentru precizia necesară în procesele industriale este suficientă stabilizarea obținută cu tuburile cu neon (stabilovolt). În ceea ce privește tensiunea de filament, aceasta va trebui stabilizată în curent alternativ, fie printr-un stabilizator magnetic, fie printr-un baretor.

Rămîne deschisă problema epuizării catodului după funcționarea timp îndelungat. Tehnica de laborator a soluționat această problemă în mod satisfăcător prin diverse metode ca: schemele Du Bridge sau Barth, schemele în punte cu lampă electrometrică dublă (exemplu DBM 8/A), scheme cu reacție negativă de curent, etc. Toate aceste metode sînt aplicabile și în montajele industriale, însă ele complică extrem de mult problema înlocuirii tuburilor la uzură deoarece, după cum s-a văzut mai sus, tuburile diferă extrem de mult unul de altul și nu numai din punct de vedere al curentului anodic dar și din punct de vedere al curenților I_{g1} și I_{g2}, astfel că de fiecare dată cînd se înlocuiește tubul, valorile din schemă trebuie modificate.

Neajunsul cel mai greu de rezolvat rămîne însă variația indicațiilor datorită fluctuațiilor interne ale tubului, variație care se observă, în special, în timpul primelor ore de funcționare datorită, probabil, atît depunerilor care au loc pe electrozi și pe suporții de sticlă, modificînd astfel parametrii tubului, cît și însăși emisiei electronice a catodului. De aceea se recomandă cu insistență formarea catozilor tuburilor, înainte de etalonarea aparatelor în care sînt montate, prin funcționarea lor cel puțin 100—150 ore în condițiile de lucru în care vor fi utilizatre [1]. După acest timp se pare că nu mai au loc variații ale caracteristicilor tubului.

Schemele Du Bridge și Barth rezolvă foarte bine și acest inconvenient și de aceea ne propunem să revenim asupra lor. In literatură se indică, de altfel, unele montaje [12].

O metodă care la prima vedere s-ar părea că va da rezultate, este utilizarea unui montaj diferențial format din două tuburi electrometrice identice. În realitate, fluctuațiile interne ale celor două tuburi făcîndu-se haotic, efectele lor nu numai că nu se anulează dar se și adună, astfel că rezultatele sînt mai proaste decît chiar în montajul cu un singur

tub [2]. Experimental s-au ridicat de noi curbele stabilității în timp a două montaje: cu un singur tub și cu două tuburi în montaj diferențial (fig. 19). Se observă că indicațiile instrumentului fluctuează mult mai puțin în cazul montajului cu un tub, atît ca valoare momentană, cît și ca valoare medie. La ambele se constată o creștere a stabilității după un anumit număr de ore.

Tehnica modernă a căutat să rezolve neajunsul inegalității perfecte a celor două tuburi electrometrice prin montaje speciale în același balon cu un singur catod pentru ambele jumătăți etc.

Ne propunem să revenim asupra problemei stabilității pe măsura în care experiența ne va aduce date noi.

Concluzii

Metoda tubului ghindă în montaj electrometric, credem că prezintă unele avantaje: a) evită utilizarea tuburilor electrometrice speciale; b) evită piese mecanice în mișcare pentru a căror funcționare uniformă în timp sînt necesare materiale și precauții speciale; c) evită reglaje suplimentare, pentru anularea curentului de grilă.

În încheiere este cazul să precizăm că folosirea tuburilor electronice în montaj electrometric nu este singura metodă de măsurare electrometrică. Se mai utilizează metoda transformării tensiunii continue într-o tensiune alternativă, cu ajutorul unui condensator dinamic cît și metoda de compensare a curentului de grilă al tuburilor de radio obișnuite [6].

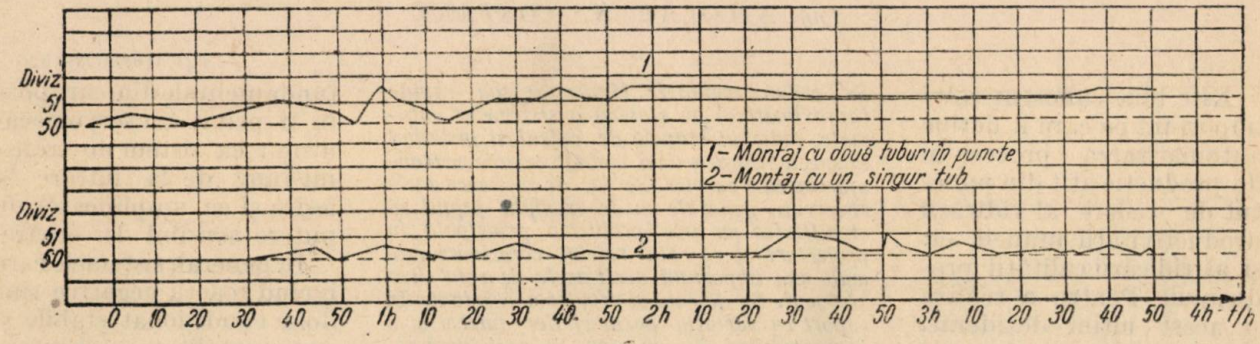


Fig. 19

Bibliografie

[1] *Bonci-Bruevici A. M.*: Utilizarea tuburilor electronice în fizica experimentală, Moscova, 1954.
[2] *Schintelmeister I.*: Tubul electronic ca aparat pentru măsurări fizice, Moscova, 1949.
[3] *Turicin A. M.*: Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice, Moscova, 1951.
[4] *Kaganov I. L.*: Mutatori electronici și ionici.
[5] *Mitrofanov B. P.*: Automatizarea proceselor din industria zahărului, Rev. Automatica i telemecanica, vol. XV, nr. 5/1954.
[6] *Belenki L. I. și Rosman I. B.*: PH-metru cu tuburi, Zavodscaia Laboratoria, nr. 1/1950.
[7] *Belenki L. I. și Rosman I. B.*: Măsurarea pH cu electrod de sticlă, Zavodscaia Laboratoria, nr. 11/1950.
[8] *Dobos Dezső*: Metode și aparate de măsurări electronice în chimie, Magyar Technika nr. 5/1952.
[9] *Stere Roman*: Cursul de instrumente electronice, Inst. Politehnic, Buc. 1951—1952.
[10] .*.: Prospectul aparatului sovietic λ π-5.
[11] .*.: Prospectul aparatului R.F.T. tip 158
[12] *Belozereschi S. S. și alții*: Metode și aparate pentru măsurarea pH în industria petroliferă.

★

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЫ В ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОМЕТРИИ

Резюме

Приводится общие соображения сушности электрометрии на электронных лампах и изучается возможность использования электрометрических приборов в промышленности, где использование электронной лампы сопряжено с важным вопросом её износа.

★

EINIGE PROBLEME IN VERBINDUNG MIT DER VERWENDUNG DER ELEKTRONENRÖHRE BEI ELEKTROMETRISCHEN MESSUNGEN IN DER INDUSTRIE

Zusammenfassung

Es wird zunächst in allgemeinen Linien gezeigt worin die Probleme der Elektrometrie mit Elektronenröhren bestehen, sodann werden die Möglichkeiten der Verwendung elektrometrischer Apparate in der Industrie analysiert, wo die Abnützung der Röhre als ein Problem von grosser Bedeutung erscheint.

Unele observaţii în legătură cu proiectarea servomecanismelor liniare de curent continnu

Ing. NICOLAE N. COSTAKE

621.316.7.078—526

Se expun metodele riguroase sau rapide (aproximative) de sinteză a sistemelor automate, indicînd etapele de calcul şi insistînd în special asupra unei metode bazate pe transformarea Fourrier. Se fac de asemenea unele observaţii generale ca de exemplu faptul că stabilitatea nu este problema principală în proiectare şi că rolul reţelei corectoare este mult mai important decît acela de a stabiliza sistemul. Se discută şi problema constanţei în raport cu variaţia parametrilor interni şi a perturbaţiilor din exterior. Se neglijează aspectul statistic.

Este bine cunoscut rolul important pe care îl deţine automatizarea procesului de producţie atît din punctul de vedere al ridicării productivităţii muncii, cît şi al ridicării calităţii produsului. Pentru a realiza şi acest ultim deziderat, este necesar ca sistemul automat să „fie sensibil la eroare", adică să constituie ceea ce se denumeşte în mod obişnuit un „servomecanism".

Un servomecanism apare deci ca un sistem în care, o mărime de intrare $x(t)$ comandă o mărime de ieşire $y(t)$ astfel încît relaţia dorită $y(x)$ să se păstreze nemodificată chiar dacă variază unii parametri ai sistemului, sau sarcina, etc. Un caz foarte des întîlnit în practică este acela în care mărimea de ieşire ar trebui să fie tot timpul egală cu mărimea de intrare. Se defineşte în acest caz eroarea sistemului drept diferenţa :

$$e(t) = x(t) - y(t). \qquad (1)$$

Aşa dar, servomecanismul va trebui proiectat astfel încît în regim permanent, eroarea să fie dacă nu nulă, atunci cel puţin mai mică decît o valoare maximă admisibilă impusă.

Nu există numai o singură posibilitate de a constitui un servomecanism. In fig. 1 sînt indicate două posibilităţi principiale cu număr minim de bucle : constituirea unei reacţii negative şi utilizarea unui sistem compensator în paralel. Ne vom ocupa în mod special de servomecanismele cu reacţie negativă, cele mai folosite, considerentele expuse rămînînd în general valabile şi pentru al doilea tip, natural cu excepţia situaţiei energetice.

Mai observăm că mărimile x şi y pot fi, fie de aceeaşi natură fizică (regulator de tensiune, servomecanism de poziţie), fie de natură fizică diferită (dispozitive de adaptare automată a sarcinii la instalaţiile electronice de încălzire) şi întrucît se admite că la intrare se poate furniza cel mult o putere foarte redusă în timp ce la ieşire există o sarcină care absoarbe putere, servomecanismul poate fi privit şi ca un amplificator de putere sensibil la eroare. Vom avea ocazie, ulterior, să observăm în procesul de proiectare cum apar cele două puncte de vedere fundamentale din care poate fi privit un servomecanism : ca sistem de transmisiune de la intrare la ieşire şi ca amplificator de putere sensibil la eroare.

In general, sistemele care includ reacţii negative sînt doar condiţionat stabile şi cum stabilitatea constituie o cerinţă fundamentală necesară pentru orice servomecanism, este firesc ca ea să fie considerată drept una din cele mai importante probleme ale analizei sistemelor automate. De obicei, în literatura tehnică se porneşte tot de la stabilitate şi în scopul sintezei, astfel : se caută mai întîi, cu ajutorul unor „reţele de stabilizare" să se obţină o marjă de stabilitate suficientă, pentru ca ulterior să se modifice diverşi parametri, cu scopul de a căpăta proprietăţile de reglaj necesare. (In legătură cu aceasta, se întîlneşte părerea că este bine ca sistemul să fie făcut cît mai stabil, pentru a putea apoi include o amplificare cît mai mare). Inafară de aceasta se utilizează, de obicei, metoda „inginerească" de încercări succesive.

Scopul acestui articol este de a dezvolta o metodă simplă de sinteză propriu-zisă. Pentru aceasta, trebuie să pornim de la calităţile care se cer unui servomecanism.

Cerinţele tehnice pe care trebuie să le satisfacă un servomecanism se împart în două categorii : condiţii de reglaj şi condiţii generale. Condiţiile de reglaj prescriu toleranţele admise pentru răspunsul sistemului. Intrucît răspunsul este funcţie şi de comandă, este necesar să se definească condiţiile de reglaj în legătură cu o anumită formă a mărimii de intrare. Forma standard a acesteia se alege funcţia salt unitar întrucît este simplă, dă informaţii şi cu privire la regimul permanent şi, pe baza integralei suprapunerii, este un element general în cazul sistemelor liniare. Se fixează, de obicei, următoarele caracteristici :

1) depăşirea maximă admisibilă (overshoot)

2) timpul de răspuns (timpul necesar creşterii mărimii de ieşire de la zero pînă la 2 % diferenţă faţă de valoarea de regim permanent).

Eventual, în cazuri speciale, se poate prescrie efectiv toată funcţia $y(t)$.

Condițiile tehnice generale, sînt, în primul rînd cele, de constanță adică reglajul să nu se schimbe la variația diverșilor parametri.

In calcule, se operează cu mărimi transformate și cu funcții de transfer. Astfel, dacă $e(t)$, $x(t)$ și $y(t)$ sînt respectiv : eroarea, mărimea de intrare, mărimea de ieșire, transformatele lor Laplace (în particular Fourrier) sînt respectiv : $E(p)$, $X(p)$, $Y(p)$ și se definesc : *funcția de transfer a sistemului închis*

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} \qquad (2)$$

și funcția de transfer a sistemului deschis :

$$T(p) = \frac{Y(p)}{E(p)} \ . \qquad (3)$$

Aceste denumiri se justifică prin examinarea schemei bloc (fig. 1).

Intrucît funcțiile de timp sînt date, cel puțin aproximativ, aplicîndu-le transformările Fourrier

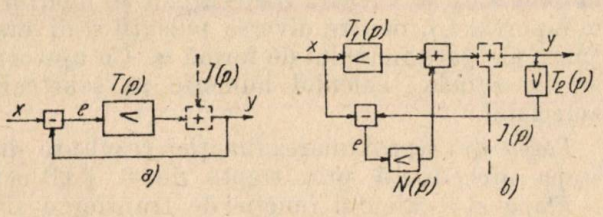


Fig. 1 Schema bloc principale de servomecanisme.

sau Laplace, putem calcula funcțiile de transfer necesar. Cu alte cuvinte, din calitățile necesare de reglaj rezultă, cel puțin aproximativ, funcțiile de transfer necesare. Pe de altă parte, considerente de exploatare, energetice și economice impun în consecință servomecanismului anumite elemente (selsin, generatori, tuburi cu neon etc.). Intrucît fiecare din aceste elemente își are caracteristica sa de transfer, la un loc, aceste elemente dau ceea ce se poate numi *funcția de transfer obligată* a sistemului (deschis). Trecerea de la funcția de transfer obligată la funcția de transfer necesară se efectuează cu ajutorul unei rețele corectoare.

Urmează de aici, că atenția proiectantului trebuie să fie fixată în primul rînd asupra realizării unei funcții de transfer ; stabilitatea va fi satisfăcută în consecință.

Deci, este logic să admitem următoarele etape generale în care se calculează un servomecanism :

E t a p a 1 : *Calculul funcției de transfer necesare.* Pe cît posibil, se vor căuta forme simple, aproximabile prin pante de 6 kdB/oct pentru a fi realizabilă cu elemente cu defazare minimă.

E t a p a 2 : *Calculul funcției de transfer obligate.* Acest lucru se face pe baza funcțiilor de transfer individuale, de exemplu ridicate experimental.

E t a p a 3 : *Calculul funcției de transfer a rețelei corectoare* și sinteza acestei rețele.

E t a p a 4 : *Verificarea rezultatului obținut*, adică deducerea răspunsului din funcția de transfer rezultantă.

E t a p a 5 : *Calculul diverselor elemente componente* ale sistemului în următoarea ordine : amplificatorul final, demodulatorul, amplificatorul de tensiune, redresorul, eventual limitatorul.

Vom expune succint, aceste etape. Observăm acum că în procesul de proiectare, în ansamblu, servomecanismul este privit ca un sistem de transmisie iar individual fiecare element se calculează ca făcînd parte dintr-un amplificator de putere.

Etapa 1. Pentru a calcula funcția de transfer necesară, putem folosi mai multe metode, pe care le putem clasifica în trei categorii :

— metode de transformare armonică ;
— metode de transformare operațională ;
— metode aproximative rapide.

Metodele bazate pe transformarea armonică folosesc transformarea Fourrier a mărimilor de timp.

O primă metodă ar fi aceea de a efectua transformarea asupra mărimii de intrare, asupra mărimii de ieșire, de a găsi modulul și faza spectrelor respective și prin împărțirea modulelor să se obțină atenuarea necesară, funcție de frecvență. Această metodă, pe lîngă faptul că este oarecum aproximativă în sensul că funcția treaptă nesatisfăcînd condițiile lui Dirichlet nu este — în sens strict — transformabilă Fourrier, are și dezavantajul că este greoaie pentru calcul, din cauza numărului foarte mare de termeni complicați. Din această cauză, metoda nu este utilă.

O a doua metodă se bazează pe faptul că funcția de transfer a sistemului închis este transformata Fourrier a răspunsului servomecanismului, cînd la intrare se aplică un puls Dirac. Pe de altă parte, în sistemele liniare, răspunsul la puls Dirac este prima derivată a răspunsului la funcția treaptă. Faptul că se operează cu derivata, aduce apreciabile simplificări de calcul [1], [2]. De aceea, este preferabil de a alege această metodă. In amănunt, etapele de calcul sînt următoarele :

Etapa a) : alegerea unei forme acceptabile a variației mărimii de ieșire și aproximarea ei prin segmente de dreaptă.

Etapa b) : derivarea funcției de mai sus. Derivata se prezintă ca un șir de pulsuri dreptunghiulare, de înălțime descrescîndă.

Etapa c) : transformarea armonică a derivatei furnizate de etapa precedentă. Intrucît relația de transformare este integrală, spectrele diverselor funcții dreptunghiulare componente se sumează și de aceea există posibilitatea de a universaliza calculul, calculînd o dată pentru

totdeauna transformata unei funcţiuni dreptunghiulare.

Pentru aceasta, se porneşte de la relaţia

$$W(j\omega) = \int_0^\infty \frac{dy_u(t)}{dt} e^{-j\omega t}\, dt \qquad (4)$$

$y_u(t)$ fiind răspunsul la un salt unitar.

In cazul aproximaţiei făcute, relaţia (4) capătă o formă mai simplă, ţinînd seama de

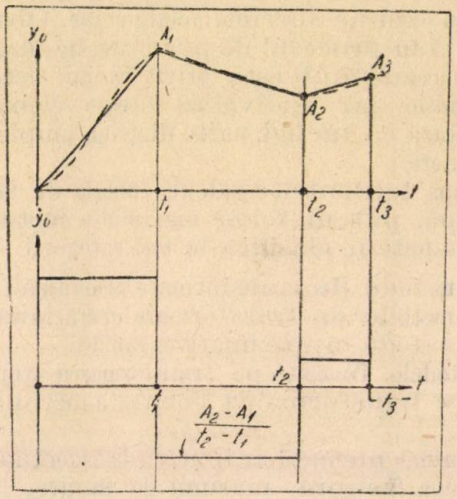


Fig. 2. Aproximarea mărimii de ieşire şi derivata ei.

faptul că $dy_u(t)/dt$ este o sumă de funcţii dreptunghiulare.

Transformata Fourrier a unui dreptunghi de înălţime $\frac{A_2 - A_1}{t_2 - t_1}$ care durează de la t_1 la t_2, este :

$$w(j\omega) = \frac{A_2 - A_1}{t_2 - t_1} \frac{1}{j\omega} (e^{-j\omega t_1} - e^{-j\omega t_2}) \qquad (5)$$

ţinînd seama de identitatea :

$$e^{-j\omega t_1} - e^{-j\omega t_2} = (e^{j\frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)} - e^{-j\frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)}) e^{-j\frac{\omega}{2}(t_2 + t_1)} \qquad (6)$$

relaţia (5) poate fi scrisă şi sub forma mai simplă :

$$w(j\omega) = (A_2 - A_1) \frac{\sin \frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)}{\frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)} e^{-j\frac{\omega}{2}(t_2 + t_1)} \qquad (7)$$

de unde urmează că funcţia de transfer a sistemului închis este definită în felul următor :

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{Re}\, W(j\omega) &= \Sigma (A_{i+1} - A_i) \frac{\sin \frac{\omega}{2}(t_{i+1} - t_i)}{\frac{\omega}{2}(t_{i+1} - t_i)} \cos \frac{\omega}{2}(t_{i+1} + t_i) \\ \mathrm{Sin}\, W(j\omega) &= -\Sigma (A_{i+1} - A_i) \frac{\sin \frac{\omega}{2}(t_{i+1} - t_i)}{\frac{\omega}{2}(t_{i+1} - t_i)} \sin \frac{\omega}{2}(t_{i+1} + t_i). \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

Pentru calcul, se va utiliza tabela 1, în care sînt calculate valorile funcţiilor :

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{Re}Y &= \frac{\sin \frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)}{\frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)} \cos \frac{\omega}{2}(t_2 + t_1) = \\ &= \frac{\sin \frac{\omega}{2} t_2 (1-a)}{\frac{\omega}{2} t_2 (1-a)} \cos \frac{\omega}{2} t_2 (1-a) \\ -\mathrm{Sin}Y &= \frac{\sin \frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)}{\frac{\omega}{2}(t_2 - t_1)} \sin \frac{\omega}{2}(t_2 + t_1) = \\ &= \frac{\sin \frac{\omega}{2} t_2 (1-a)}{\frac{\omega}{2} t_2 (1-a)} \sin \frac{\omega}{2} t_2 (1+a) \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

în ipoteza $t_2 = 1$ (scara frecvenţelor se modifică în raportul t_2), pentru diverse pulsaţii şi diverse valori ale parametrului de formă a. Cu ajutorul acestei tabele, calculul numeric se scurtează apreciabil.

Etapa d) : aproximarea funcţiei rezultate din etapa precedentă prin trepte de 6 kdB/oct.

Etapa e) : calculul funcţiei de transfer a sistemului deschis ; această etapă nu este totdeauna uşor de efectuat analitic, de acea este preferabil să o deducem din rezultatul precedent pe cale grafică.

Etapa f) : reajustarea rezultatului pentru realizare cu elemente cu defazare minimă.

Trebuie observat că este indicată menţinerea unei anumite rezerve acoperitoare de proiectare. Pentru aceasta, la etapa a) se vor impune condiţii mai severe decît cele cerute în realitate de aplicaţia respectivă.

Metode operaţionale. In principiu, este firesc să ne punem problema de a utiliza transformarea Laplace în loc de cea armonică.

Pentru aceasta există cel puţin două posibilităţi : de a transforma direct mărimile de timp sau a scrie mărimea de ieşire ca o sumă de exponenţiale amortizate, ţinînd apoi seama de formula lui Heaviside. Ambele metode nu sînt proprii calculului analitic, prima din cauza faptului că din transformare nu rezultă uşor o funcţie raport de două polinoame, a doua este prea aproximativă. Deşi prima metodă este susceptibilă de perfecţionări însemnate, ne limităm la metoda armonică expusă care pe lîngă faptul că operează cu noţiuni mai familiare, este indicată şi pentru mijloace experimentale simple la dispoziţie (ridicarea de funcţiuni de transfer în modul).

Tabela 1

Tabela universală de calcul al funcției de transfer.

ω \ a	0		0,1			0,2		0,3		0,4		0,5		0,6		0,7		0,8		0,9		1,0	
	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Ru Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y	Re Y	Sin Y
1	8,45	-4,5	8,25	-5	8	-5,45	7,75	-5,76	7,5	-6,45	67,14	-6,74	6,87	-7,06	6,19	-7,79	6,18	-7,8	5,88	-8,07	5,4	-8,4
2	4,54	6,96	3,92	-7,75	3,23	-8,36	2,48	-8,83	1,55	-9,2	0,672	-9,6	-0,292	-9,75	-1,18	-9,75	2,29	-8,75	-3,68	-9,45	-4,7	-9
3	0,47	6,6	-0,504	-7,12	-1,73	-7,5	-3,15	-7,62	-2,02	-7,56	-5,73	-7,88	-6,95	-6,34	-8,05	-5,44	-8,95	-4,14	-9,55	-2,86	-9,9	-1,4
4	-1,89	4,05	-3,18	-4,31	-5,85	-4,2	-6,02	-3,57	-2,56	-8,39	-7,35	-1,175	-8,99	0,448	-9,12	2,45	-8,68	4,29	-7,95	6,06	-6,5	7,5
5	-1,685	1,36	-3,1	-1,22	-4,5	-0,637	-5,68	0,626	-6,3	2,34	-6,32	4,43	-6,05	5,72	-3,64	8	-2,18	9,4	0,297	9,8	2,8	9,5
6	-0,445	0,063	-1,59	1,25	-2,5	1,23	-2,95	2,79	-2,64	4,7	-1,33	6,52	0,62	7,74	3,22	8	5,95	7,32	8,26	5,456	9,6	2,8
7	0,93	0,35	0	—	-0,587	2,045	-0,425	2,48	0,74	4,04	2,21	4,76	5,15	4,5	8,15	2,66	0,1	-0,184	9,1	-3,43	7,5	-6,5
8	1,24	1,4	4,2	-1,33	-0,0124	0,156	0,53	1,02	2,01	1,76	4,28	1,23	6,17	-0,62	6,66	-3,88	5,37	-6,45	2,44	9,55	-1,4	-9,35
9	0,405	1,68	-4,97	-2,08	-0,77	-0,94	—	—	1,53	-0,01	3,06	-1,36	3,24	-4,26	1,44	-7,03	-2,18	-8,7	-6,3	-7,28	-7,2	-4
10	-0,57	1,8	-1,525	-1,525	-1,75	-0,506	0,98	0,2	0,36	-0,3255	0,821	-2,21	-0,637	-4,5	-4,06	-5,18	-7,72	-3,36	-9,58	0,672	-8,3	5,1
11	-0,89	0,89	-1,92	-0,445	-2,05	0,328	-1,07	1,3	-0,0681	0,451	-0,512	-1,33	-2,95	2,085	-5,98	-0,39	-6,55	3,72	-4,94	8,07	—	1
12	-0,43	0,122	-1,36	0,428	-1,39	1,5	-0,1035	2,045	0,633	1,03	-0,41	-0,18	-2,58	0,508	-3,78	3,78	-1,55	6,7	3,66	8,55	4,3	5,4
13	0,328	-0,0668	-0,4525	0,545	-0,0845	1,69	1,24	1,79	1,68	0,56	0,324	-0,104	-1,09	1,6	0,24	4,79	4,74	5,62	9,17	1,37	9	-4,2
14	0,7	-0,605	0	—	0,595	0,954	1,92	0,62	1,905	-0,725	0,48	-0,78	0,42	1,165	3,24	2,5	6,98	-0,28	6,72	-6,25	1,3	-9,9
15	0,43	-0,175	-0,296	-0,667	0,565	0,2456	1,54	-0,485	1,015	-1,9	-0,366	-1,41	0,407	0,25	4,34	-0,612	3,9	-4,85	-1,01	-9,015	-7,6	-6,4
16	-0,175	-1,23	-0,898	-0,635	-0,155	0,0266	0,619	-0,957	-0,412	-2	-1,48	-0,8	-0,151	0,0358	1,4	-2,38	1,675	-5,95	-7,87	-4,25	-9,5	2,9
17	-0,644	-0,035	-1,275	-0,895	-0,5	0,68	0,0165	-0,55	-1,315	-1,12	-2,1	0,385	0,4075	0,625	-0,6925	-2,65	5,45	-2,205	-7,92	3,83	-2,8	9,6
18	-0,433	-0,187	-1,025	0,525	-0,256	1,255	—	—	-1,43	0,0432	-1,31	1,745	0,33	1,17	-1,47	-0,64	-4,7	-2,56	-1,565	8,61	6,3	7,5
19	0,087	0,0067	-0,456	-0,745	0,5	1,2	5,15	1,053	-0,736	0,66	2,52	2,08	1,39	0,742	-0,9	0,44	-0,9	-4,95	6,07	6,07	9,9	-1,4
20	0,04	0,303	0	0,444	1,08	0,67	0,836	0,39	-0,0585	-0,446	1,45	1,2	1,78	-0,561	-0,14	0,48	3,1	3,43	8,3	-1,175	4	-9,1

Toate valorile se înmulțesc cu 10^{-1}. Valorile sînt calculate cu rigla

Metode aproximative rapide se pot găsi destul de multe. Ne vom opri numai asupra cîtorva.

Cea mai rapidă cale ar fi utilizarea relațiilor empirice al lui Javorski [3], însă cum nu au — cel puțin deocamdată — o justificare teoretică riguroasă, ele nu pot fi privite decît ca o posibilitate de verificare a ordinului de mărime a rezultatelor.

O altă cale ceva mai puțin rapidă însă riguroasă și directă este de a utiliza tabela universală calculată de Solodovnicov, în care se găsește legătura din partea reală a funcției de transfer a sistemului închis și răspunsul sistemului la o treaptă Heaviside. Dezavantajul ei constă în faptul că nu garantează cea mai simplă formă a rețelei corectoare și amplificarea necesară minimă. Partea reală a funcției de transfer a sistemului închis de formă trapezoidală care răspunde cerințelor impuse, se determină complet din simpla examinare a graficului din fig. 3 în care curbele sînt trasate aproximativ după tabelele de valori publicate [4], [5]. După puțin exercițiu, se poate deduce de aici modulul funcției de transfer a sistemului închis, ținînd seama de legătura care există între fază și modul (relațiile lui Bode).

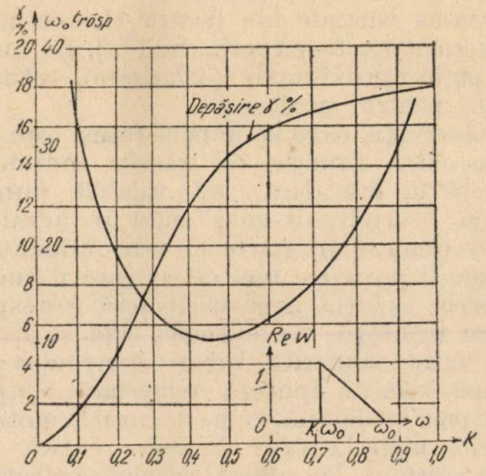


Fig. 3 Metoda rapidă de proiectare după Solodovnicov

Pentru aceasta, indicăm funcția fază în cazul unei pante semi infinite de 6 dB/oct, cu frecvența critică f_0. (6) în tabela 2. In acest fel, se deduce destul de simplu funcția de transfer a sistemului închis de formă trapezoidală care răspunde cerințelor fixate.

Așa dar, metoda precedentă este indicată pentru a găsi rapid funcția de transfer necesară de formă simplă. Uneori, este preferabilă o formă mai complicată (funcție de elementele obligate). Există tabelate o serie de funcții de transfer care asigură un răspuns satisfăcător în conformitate cu așa denumitul criteriu

$$\text{ITAE} \quad (\min \int_0^\infty t\,|e|\,dt) \quad [7].$$

In concluzie, există la dispoziție și metode care asigură o proiectare rapidă.

Etapa 2. Calculul funcției de transfer obligate nu reprezintă dificultăți speciale, funcțiile de transfer parțiale ale fiecărui element putînd fi determinate, fie experimental [8], fie analitic deși puțin aproximativ (liniarizate), totuși suficente pentru proiectare.

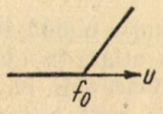
O observație care se impune totuși este aceea că de obicei funcția de transfer individuală, indicată în literatură, este valabilă numai în ipoteza scurtcircuit-gol; adică se admite că fiecare element în parte nu este influențat de cel care îl precede, nici de cel care îl succede. In unele cazuri, această ipoteză corespunde riguros realității, de exemplu cînd se intercalează între elemente tuburi electronice; alte ori însă, această ipoteză reprezintă o aproximație prea grosolană, cum este cazul la motoarele electrice unde la axul de ieșire există și un cuplu rezistent. De obicei, calculul se efectuează neglijînd aceste influențări, însă se poate ușor ține seama de ele, cu oarecare complicare a termenilor.

Intrucît funcțiile de transfer individuale sînt în genere clasice, ele sînt apte a fi tabelate. In tabela 3 sînt arătate funcțiile de transfer individuale ale unor elemente des întîlnite în practică.

Etapa 3. Etapele precedente ne-au furnizat două funcții de transfer. Pentru ușurință, este preferabil să exprimăm atenuarea în decibeli într-o scară logaritmică de frecvențe, efectuînd aproximația prin segmente de dreaptă, conform procedurii indicate de Bode. In acest plan logaritmic, scăzînd din atenuarea funcției de transfer necesare cea a funcției de transfer obligate, rezultă atenuarea necesară pentru rețeaua corectoare. Problema realizării acestei rețele, devine deci o problemă de sinteză de rețea electrică cu elemente RC la o atenuare în funcție de frecvența dată. Această problemă nu este deocamdată rezolvată complet [9] de aceea este preferabil să ne limităm la o metodă expeditivă aproximativă, care s-ar putea însă — în anumite cazuri — să necesite și un reglaj experimental. In prealabil, facem două observații:

1. Se constată din cele expuse că scopul rețelei este departe de cel de stabilizare: scopul ei este de a imprima caracterul dorit reglajului. Dorim să subliniem că rețeaua corectoare este elementul care dă libertatea în proiectarea și reglarea servomecanismului. In particular, este posibil ca, prin o parte a rețelei corectoare să „anulăm" funcția de transfer obligată, în timp ce, cu cealaltă parte se poate imprima caracterul dorit reglajului.

Faza la o pantă semi infinită 6 dB/oct. *Tabela 2*



f/f_0 f_0/f	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$\varphi°$	9	3,65	7,23	11,06	14,87	18,8	22,8	27,26	32	37,42	45
	90	86,35	82,67	78,94	75,13	71,2	67,1	62,74	58	52,58	45

2. Intrucît funcția de transfer necesară poate fi, în principiu, oarecare, rețeaua corectoare nu va putea fi realizată în general fără tuburi electronice. Dorim să subliniem că atitudinea de a privi rețeaua corectoare drept un element suplimentar, căutînd să fie simplificat la maximum, nu este principial justă. Această afirmație nu constituie nimica nou, în fond aceasta este atitudinea în teoria elementară a servomecanismelor [10].

Procedeul de sinteză este următorul:

Etapa a): se izolează în funcția de transfer necesară a rețelei corectoare, fracțiile raționale care pot fi realizate cu elemente RC (între care vor fi necesare tuburi electronice).

Etapa b): se realizează fiecare din fracțiile raționale componente cu cîte unul-două elemente din circuit convenabil alese după funcțiile lor de transfer din tabela 4; trebuie ținut seama că în cazul a două elemente în serie, impedanța de ieșire a primului să fie apreciabil mai mică decît impedanța de intrare a elementului următor.

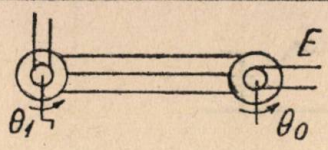
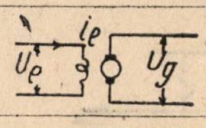
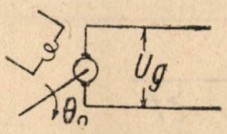
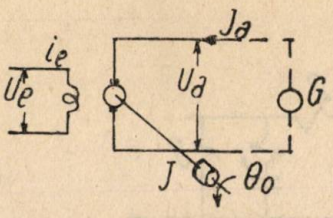
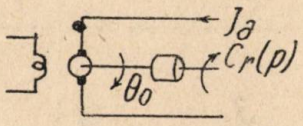
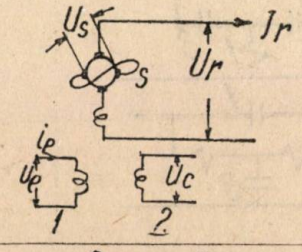
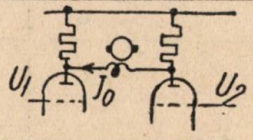
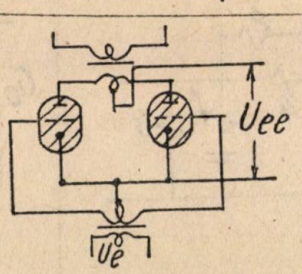
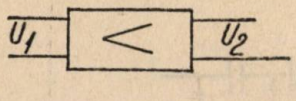
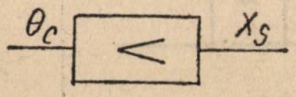
In general, va trebui să simplificăm cu rețeaua corectoare zerouri și poluri care pot fi reali sau complecși. Dacă sînt reali se utilizează rețele simple de tip L; dacă sînt complecși este necesar de a utiliza rețele mai complicate, dublu T sau T podit.

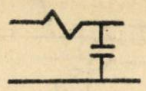
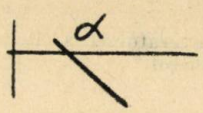
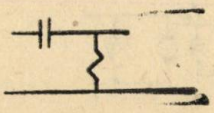
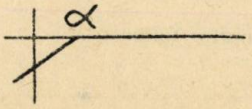
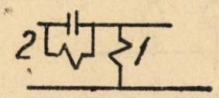
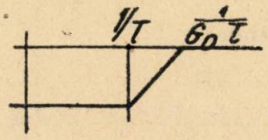
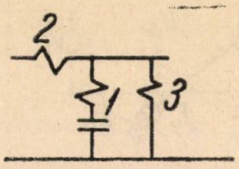
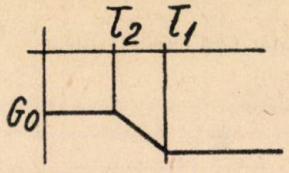
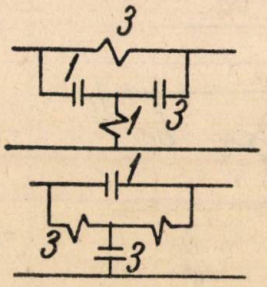
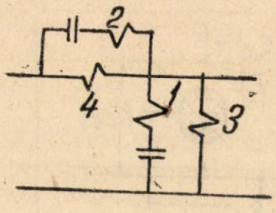
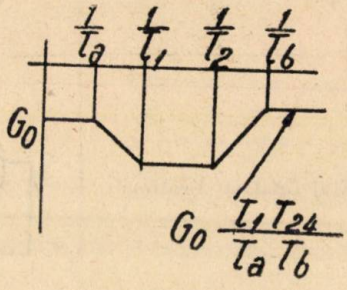
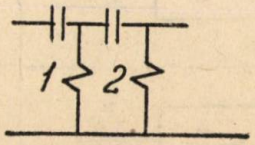
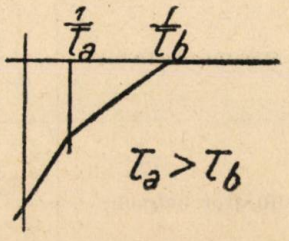
Sinteza se mai simplifică prin faptul că polii și zerourile la frecvențe de ordinul a de zece ori cea mai ridicată frecvență critică din funcția de transfer necesară, pot fi neglijați. Sinteza este îngreuiată prin faptul că este de dorit ca rețeaua corectoare să introducă o atenuare minimă pentru a ușura condițiile amplificatorului.

Etapa 4. Din necesitățile evidente, este de dorit ca să putem verifica rezultatul final obținut, adică funcția de transfer reală.

Riguros, acest lucru este posibil cu ajutorul metodei lui Solodovnicov, care leagă partea reală a funcției de transfer a sistemului închis de variația mărimii de ieșire pentru o intrare treaptă.

Procedura constă, în esență, în descompunerea părții reale a funcției de transfer într-o sumă de funcții trapezoidale, formă standard pentru care este calculată tabela universală de valori. O verificare rapidă a ordinului de mărime se poate efectua cu ajutorul relațiilor lui Javorsky, după cum am mai observat.

Sincrogenerator și S. Tr. de control		$\frac{E}{\theta_i - \theta_0} = k$	
Generator tahimetric		$\frac{U_g}{\theta_0} = kp$	
Generator		$\frac{U_g}{U_e} = \frac{k}{\tau p + 1}$	$\tau = \frac{L_e}{R_e} \quad k = \frac{k'}{R_e}$ $U_g = k\, i_e$
Motor fără cuplu rezistent		$\frac{\theta_0}{L_e} = \frac{k}{p\,(\tau'_n\, p + 1)}$ $\frac{\theta_0}{U_a} = \frac{1}{k_3\,(\tau_n\,\tau_v\, p^2 + \tau_v\ \ p + 1)\, p}$	$\tau m = \frac{Lm + L_g}{R_m + R_g}$ $\tau\lambda = J\,\frac{R_m + R_g}{k_3 = k_4}$ $k_3 = \frac{U_{cem}}{n}$ $k_4 = \frac{cm}{J_0}$
Motor cu cuplu rezistent		$\frac{\theta_0}{U_a} = \frac{1}{(\tau_m\,\tau_v\, p^2 + \tau_v\, p + 1)\, p\, k_3} -$ $- \frac{J_m\,\tau_v\,(\tau_m\ p + 1)}{(\tau_m \tau_v\, p^2 + \tau_v\ \ p + 1)} \frac{C_r(p)}{U_a(p)}$	
Amplidină		$\frac{U_r}{U_c - U_c} = \frac{k}{(\tau_2\, p + 1)\,(\tau_s\, p + 1)}$ $\tau_2 = \frac{L_2}{R_2} \quad \tau_s = \frac{L_s}{T_s}$	$U_s = k'\,(i_1 - i_2)$ $U_r = k''\, i_s$ $k = \frac{k'\,k''}{R_1\,R_s}$
Etaj final electronic		$\frac{J_0}{U_2 - U_1} = k$	
Etaj final cu tiratron		$\frac{U_{ee}}{U_e} = k$	Aproximativ (Meerov)
Amplificator electronic		$\frac{U_2}{U_1} = \pm G$	
Amplificator hidraulic		$\frac{x_s}{\theta_c} = \frac{k}{\tau p + 1}$	

$\frac{1}{\alpha p + 1}$; $\alpha = \frac{1}{RC}$		
$\frac{P}{p + \alpha}$; $\alpha = \frac{1}{RC}$		
$G_0 \frac{\tau p + 1}{G_0 \tau p + 1}$ $\tau = R_2 C_2$ $G_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$		
$G_0 \frac{\tau_1 p + 1}{\tau_2 p + 1}$; $\tau_1 = R_7 C_1$ $\tau_2 = [R_1 + R_3(1 - G_0)] C_1$ $G_0 = \frac{R_3}{R_3 + R_2}$		
$\frac{\tau_1 \tau_3 p^2 + (\tau_1 + S_1)\, p + 1}{\tau_1 \tau_3 p p^2 + (\tau_1 + S_1 + \tau_3)\, p + 1}$ $\tau_1 = R_1 C_1$ $\tau_3 = R_3 C_3$ $S_1 = R_1 C_3 (R_3\ C_1)$		
$G_0 \frac{(\tau_1 p + 1)\ (\tau_{24} p + 1)}{(\tau_0 p + 1)\ (\tau_b p + 1)}$; $\tau_1 = R_1\ C_1$ $G_0 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ $(\tau_a p\ + 1)(\tau_b p + 1) = (\tau_1\ \tau_{24} + \frac{R_4}{R_3}\ (\tau_{13}\ \tau_2)\ p^2 +$ $+ [\tau_1 + \tau_{24} + \frac{R_4}{R_3}(\tau_{13} + \tau_2]\ p + 1 + \frac{R_4}{R_3}$ $\tau_{24} = (R_2 + R_4)\, C_2$		
$\frac{\tau_1\ \tau_2\ p^2}{\tau_1\ \tau_2\ p^2 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{\tau_1}{\tau_2}\right)\tau_2\ p + 1} =$ $\frac{\tau_1\ \tau_2\ p^2}{(\tau_a p + 1)\ (\tau_b p + 1)}$; $\tau_1 = R_1\ C_1$ $\tau_2 = R_2\ C_2$		

Sîntem deci în măsură să controlăm foarte bine rezultatul putîndu-l ajusta (dacă este cazul) și ceea ce este mai important, putînd urmări tot timpul influența diverselor variații asupra calității reglajului. De asemenea, poate fi util, deși nu obligatoriu, să verificăm rezerva de stabilitate a sistemului, aceasta trebuie să rezulte de ordinul a 2—3 ori amplificarea existentă în sistem.

Etapa 5. In ce privește calculul elementelor componente, este important să observăm două lucruri :

1. Principala dificultate în proiectarea sistemului devine aici liniaritatea limitată a amplificatorului. In adevăr, servomecanismul trebuie să fie sensibil la tensiuni de intrare (în general mărimi de intrare) variind între zero și o valoare maximă destul de ridicată (de ordinul 50 V în cazul selsinurilor) ; valoarea maximă amplificată poate să genereze valori prea ridicate pentru a fi compatibile cu elemente ieftine (de exemplu în cazul unui servomecanism cu selsinuri, cu o amplificare 100, tensiunea maximă la bornele motorului ar ajunge 5 kV). In aceste cazuri, considerentele economice impun crearea unui sistem neliniar, așa încît pentru mărimi de intrare mici sistemul să răspundă conform caracterului imprimat prin proiectare, iar de la o anumită mărime răspunsul să fie constant. Pragul de limitare se alege astfel încît la comanda maximă timpul de răspuns să fie încă satisfăcător.

2. In cazul servomecanismelor de curent continuu, proiectarea redresorului este ușurată prin faptul că o caracteristică externă liniar scăzătoare nu este un lucru supărător mărind amplificarea.

In general nu sînt de menționat probleme deosebite.

Problema constantei sistemelor. Constanța sistemelor poate fi înțeleasă în două feluri : o constanță cu variația parametrilor interni și o constanță în raport cu perturbațiile exterioare.

Prima constanță este mai ușor de realizat : reacție negativă. Se știe că singurul deziderat necesar este ca în banda de frecvențe dorită, modulul funcției de transfer a sistemului deschis să fie cît mai mare (se poate arăta că o condiție analogă există și pentru sistemul cu compensator în paralel).

In ceea ce privește constanța în raport cu perturbațiile exterioare, cele două sisteme se comportă net diferit. In adevăr, utilizînd notațiile din fig. 1, în care perturbația se adaugă printr-un element de adunare la ieșire, putem scrie pentru primul tip :

$$y(p) = \frac{T(p)}{1 + T(p)} x(p) + \frac{1}{1 + T(p)} I(p) \quad (10)$$

și pentru al doilea tip :

$$y(p) = \frac{T_1(p) + N(p)}{1 + N(p)\, T_2(p)} x(p) + \frac{1}{1 + N(p)\, T_2(p)} I(p). \quad (11)$$

Se constată că în cazul reacției negative, se ridică aceeași condiție, ceea ce restrînge clasa de funcții de transfer, care la rîndul lor, sînt determinate de reglaj, în principiu, este posibil ca, condițiile de reglaj și de constanță să nu poată fi satisfăcute simultan.

In cazul celui de al doilea tip, dispunem de libertate suficientă pentru a rezolva separat problema reglajului și a constanței însă prezintă dezavantajul că este mai complicat, deci mai scump. Cu toate acestea, el prezintă avantajul că este mai sigur în exploatare, întrucît defectarea uneia din părți nu scoate sistemul complet din lucru. Este deci indicat acolo unde lucrul este continuu și precis.

Bibliografie

[1] *Djeims, Nikols, Fillips* : Teoria Sledeașcih Sistem, Moscova, 1953.

[2] *Ludbrook* : Step to frequency response transforms for linear servo systems (Electronic Engineering), ianuarie, 1954.

[3] *Javorsky Z. E.* : Empirical transient formulae for systems with flat or peaked frequency responses. Electr. Eng., sept., 1954.

[4] *Meerov M. V.* : Bazele reglării automate a mașinilor electrice, București, 1954.

[5] *Solodovnicov* ș.a. : Osnovî avtomaticeskovo regulirovnia, Moscova, 1954.

[6] *Bode A. W.* : Network Analysis and Feedback Amplifier Design. D. Van Nostrand, 1949

[7] *Graham, Lathrop* : The synthesis of „optimum" transient response criteria and standard forms (Trans.A.I.E.E. II-1953).

[8] *Ivahnenko A. G.* : Electroavtomatica, Kiev, 1954.

[9] *Ordung, Hopkins, Krauss Sparrow* : Synthesis of cascaded 3-terminal networks with minimum phase transfer function (P.I.R.E.), decembrie, 1952.

[10] *Lauer H., Lesnick R., Matson L. E.* : Servomechanisms Fundamentals, Mc. Graw-Hill, 1947.

НЕКОТОРЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ В СВЯЗИ С ПРОЕКТИРОВАНИЕМ ЛИНЕЙНЫХ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА (Р е з ю м е)

В статье излагаются строгие или скорые (приблизительные) методы синтеза автоматических систем, указывая этапы расчета и подчеркивая в особенности метод основанный на преобразований Фурье. Также делаются некоторые замечания, как на пример на то, что устойчивость не играет важную роль в проектировании и, что роль корректирующей сети более важен чем устойчивость системы. Обсуждается также и вопрос постоянной в отношении с изменением внутренных параметров и внещных влиянии. Пренебрегается статистический вид.

EINIGE BEMERKUNGEN IN VERBEINDUNG MIT DER PROJEKTIERUNG LINEARER SERVOMECHANISMEN FUR GLEICHSTROM (Zusammenfassung)

Es wird eine einfache Methode der Synthese linearer Servomechanismen für Gleichstrom entwickelt. Es werden die allgemeinen Etappen dargestallt : die Berechnung der notwendigen Übergangsfunktion, die Berechnung der obligatorischen Übergangsfunktion des Korrektionsnetzes, die Prüfung des Ergebnisses, die Berechnung der verschiedenen Glieder. Zum Schluss wird das Problem der Beständigkeit der Systeme behandelt.

Scheme de comandă pentru presinguri

Ing. V. CRĂCIUNOIU și ing. P. ENĂCHESCU

621.34 : 621.26 : 621.398

După o sumară descriere a presingurilor, în general, se prezintă scheme de comandă automată pentru un tip de presing ales. Schemele prezentate sînt ultimele variante studiate în cadrul unei lucrări asupra acestui subiect în Institutul de cercetări și proiectări electrotehnice.

Presingul este o mașină de lucru, utilizată în industria de confecții textile, care execută operații de călcare și aburire a produselor și semifabricatelor din stofă, pentru a le da forma dorită. Principiul de funcționare al presingului se bazează pe proprietatea ce o au țesăturile, cele de lînă în special, ca o dată aburite, întinse și uscate sub presiune, să-și păstreze forma și dimensiunile căpătate.

Necesitatea care a impus crearea acestei mașini a fost volumul mare de lucru reprezentat de operațiile de aburire și călcare (circa 20% din volumul lucrării de confecții a unui produs de stofă).

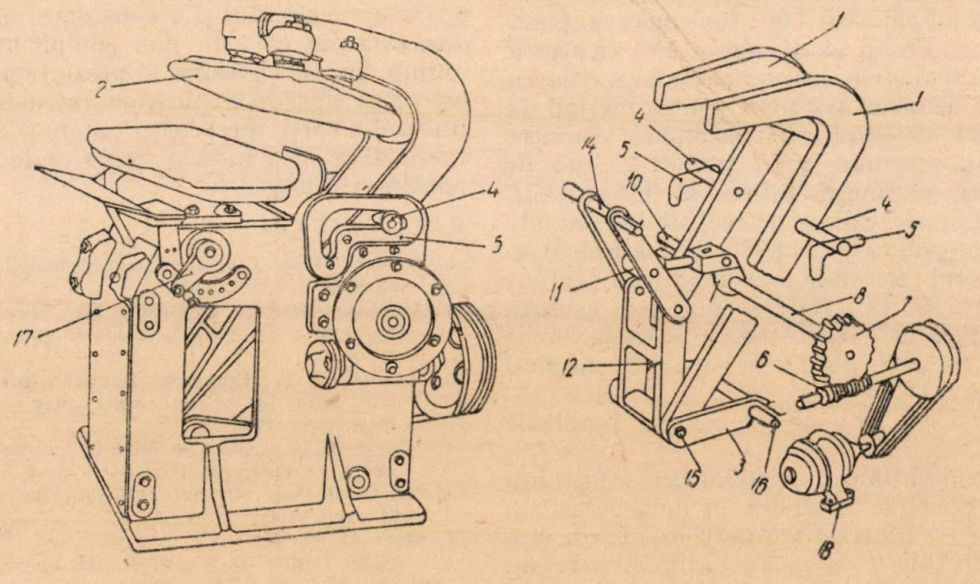


Fig. 1

Operațiile pe care le execută presingul sînt : aburirea, călcarea și operația combinată de aburire și călcare.

Pentru a efectua în bune condiții operațiile de mai sus, mașina trebuie să funcționeze după un regim de lucru bine determinat și anume :

— să asigure țesăturii, la sfîrșitul aburirii, o umiditate de 25—30% ;

— să calce materialul cu presiunea cea mai potrivită produsului (între 2 și 20 kgf/cm²), cu perne la temperatura cea mai indicată și în timpul cerut ;

— să evacueze aburii degajați de mașină în timpul aburirii și călcării ;

— să păstreze temperatura suprafeței pernelor care calcă materialul, între limitele admise de tehnologie (între 120...175°C) ;

— să îngăduie reglarea tuturor parametrilor de mai sus, inclusiv durata aburirii și călcării.

Pentru a efectua cu succes, operațiile de aburire și călcare, tehnica modernă a creat un tip de presing cu comenzi automate, presing care dă o productivitate incomparabil mai mare decît cea realizată cu fiare de călcat electrice, asigură operațiilor executate o calitate superioară și înlătură complet efortul fizic al muncitorului care-l deservește.

Presingurile se clasifică după forma produsului călcat (presinguri cilindrice pentru stofă — calandre —, presinguri cu perne șablon etc.), după operația executată (aburire, călcare etc.) și după sistemul mecanic de acționare.

În cele de mai jos ne vom referi la un singur tip constructiv : presingul cu perne șablon avînd pernele acționate de un sistem de bare articulate (fig. 1). Această mașină poate executa oricare din cele trei operații arătate mai sus, în funcție de felul cum este reglată.

Partea mecanică a mașinii cuprinde : batiul ; pernele (una superioară și una inferioară) ; sistemul de bare articulate ; reductorul ; elec-

tromotorul principal şi exhaustorul cu electromotorul său.

Batiul este suportul tuturor mecanismelor şi instalaţiilor care formează maşina. Obişnuit, el este din fontă.

Pernele sînt organele de lucru ale presingului. Ele au forma şi dimensiunile semifabricatului care se prelucrează. Forma lor diferă în funcţie de sistemul de încălzire (cu abur sau electrică) ales.

Perna inferioară este aşezată pe arcuri, care, în funcţie de săgeata ce o capătă sub acţiunea pernei superioare, asigură presiunea de călcare dorită.

Perna superioară este mobilă. Cinematica ei trebuie să-i asigure contactul cu produsul

— se continuă mişcarea şi se exercită presiunea de călcare;

— se evacuează aburul format prin intermediul exhaustorului;

— se deschide presingul.

II. Scheme propuse

Presingurile sînt, ca program de automatizare, de trei feluri: de călcat, de aburit şi de aburit şi călcat.

Presingul de călcat are următorul program:

1. Produsul (obiectul de călcat) fiind umezit şi aşezat pe perna inferioară, se fixează apărătoarea de protecţie şi se dă comanda de închidere.

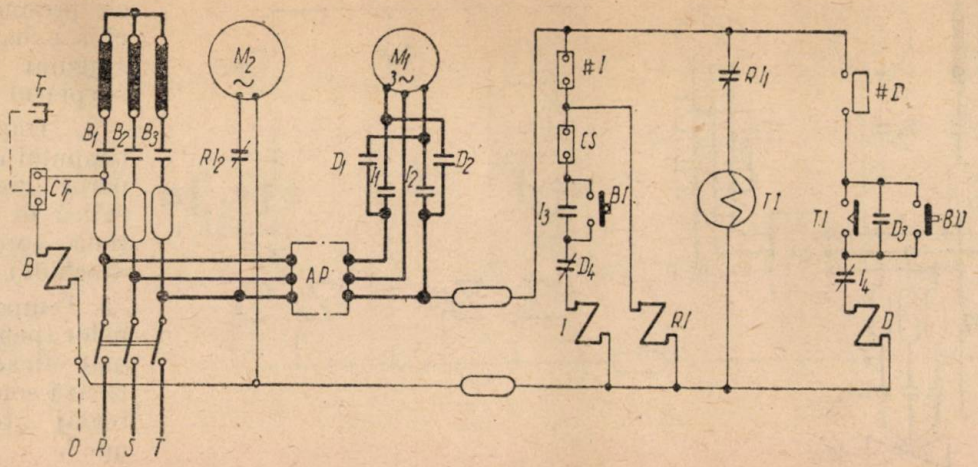


Fig. 2

printr-o mişcare de ridicare şi coborîre, spre a se evita cutele şi mişcarea nedorită a produsului pe perna inferioară. Ambele perne sînt tapetate cu postav, flanel, pînză sau oricare alt material fibros.

Sistemul de pîrghii (fig. 1) serveşte la efectuare mişcărilor pernei şi la exercitarea presiunii în timpul presării. Este alcătuit din pîrghia principală *1* de care este fixată perna superioară. Capătul ei inferior este fixat pe axa mobilă *15* care poate executa o mişcare de rotaţie în jurul axului fix inferior *16*. Legătura între axul mobil *15* şi axul fix *16* se face cu ajutorul barei inferioare *3*. Furca de tracţiune *9* imprimă o mişcare pendulară barelor de transmisie *11* şi *12* care oscilează în jurul axelor lor *14* şi *15*. Reglarea presiunii pernelor se poate face prin deplasarea axului *14* care este înzestrat cu o manivelă *17* care poate fi fixată la diverse valori, prin intermediul unui sector gradat.

Mişcarea este primită de la un electromotor *18* care, prin curele trapezoidale, transmite mişcarea reductorului cu melc *6*. Acesta, la rîndul lui, mişcă furca *9*.

Maşina funcţionează astfel:

— se aduc pernele în poziţia semiînchisă, poziţie în care se formează aburirea;

Comanda nu este primită fără ca apărătoarea de protecţie să fie aşezată.

2. Comanda de închidere dată, perna superioară se apropie şi presează produsul de perna inferioară, pînă la atingerea presiunii dorite, cînd se opreşte în această poziţie. Presiunea se păstrează cu ajutorul resoartelor pernei inferioare.

3. Pentru tot timpul cît presingul este închis, exhaustorul său evacuează aburul produs.

4. După trecerea timpului dorit, perna superioară se ridică în poziţia iniţială (presingul se deschide).

5. Temperatura pernelor se păstrează practic constantă, prin reglaj „tot sau nimic".

6. Deschiderea poate fi comandată şi manual, înainte de trecerea timpului de călcare stabilit.

Schema din fig. 2 asigură programul arătat. Operaţiile se succed astfel:

Se aşază produsul pe perna inferioară, se aplică apărătoarea de siguranţă, care închide contactul *CS* şi se apasă butonul *BI* stabilindu-se circuitul: fază, contactul limitatorului *I*, contactul apărătorii de siguranţă *CS*, butonul de comandă a închiderii *BI*, contactul de repaus al contactului de deschidere *D4*, bobina contactorului de închidere *I*, nul.

Bobina I alimentată, se închid contactele I_1 și I_2, care pornesc electromotorul presingului în sensul închiderii lui, contactul I_3 care menține comanda și se deschide contactul I_4, interzicînd o comandă de deschidere.

Electromotorul M_1 acționează reductorul și pîrghiile aparatului, închizîndu-l.

La atingerea presiunii la care presingul este reglat, arcurile pernei inferioare cedînd, limitatorul I se deschide și oprește motorul, întrerupînd circuitul bobinel I. O dată cu aceasta se întrerupe circuitul bobinei releului intermediar RI, ceea ce provoacă închiderea contactelor lui de repaus, RI_1 și RI_2. Contactul RI_1 alimentează bobina releului de timp TI iar RI_2 alimentează electromotorul exhaustorului M_2.

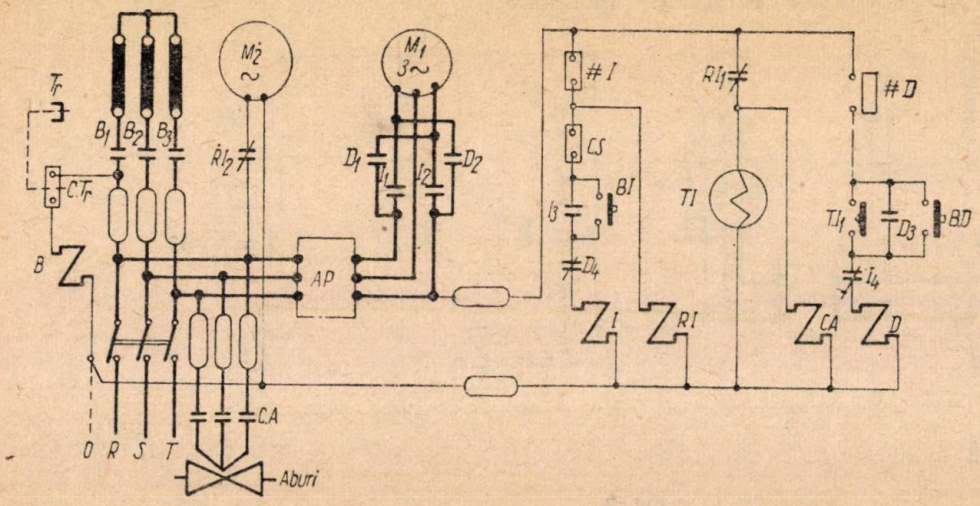


Fig. 3

Încă de la începutul mișcării de închidere, contactul limitatorului de deschidere D s-a închis.

După trecerea timpului de călcare pentru care este reglat releul de timp TI, contactul TI_1 se închide și dă comanda de deschidere stabilind circuitul : fază, contactul limitatorului de deschidere D, contactul TI_1 contactul de repaus al contactorului de închidere I_4, bobina contactorului de deschidere D, nul. Se vede deci, că se poate da comanda de deschidere și prin acționarea butonului de deschidere BD.

Bobina D alimentată, se închid contactele D_1 și D_2 — care pornesc electromotorul presingului în sensul deschiderii — și contactul D_3 care menține comanda dată și se deschide contactul D_4, interzicînd o comandă de închidere.

Electromotorul M_1 deschide presingul, deplasînd perna superioară pînă în poziția în care contactul linitatorului D se deschide, întrerupînd circuitul de comandă respectiv și readucînd schema în poziția inițială. Se vede că imediat ce a început mișcarea de deschidere, contactul I s-a făcut, bobina RI a fost alimentată, contactele RI_1 și RI_2 s-au deschis și electromotorul exhaustorului s-a oprit.

Menținerea temperaturii între limitele alese se obține cu un bimetal, care deconectează contactorul rezistențelor la atingerea temperaturii de regim.

Presingul de aburire are următorul program :

1. Produsul fiind așezat pe perna inferioară, se fixează apărătoarea de protecție și se dă comanda de închidere. Comanda nu este primită fără ca apărătoarea de protecție să fie așezată.

2. Comanda de închidere dată, perna superioară se apropie pînă la distanța dorită. La această distanță se începe aburirea, aburul fiind admis prin orificiile practicate în perne.

3. Pentru tot timpul cît presingul este închis, exhaustorul presingului evacuează surplusul de abur.

4. După trecerea timpului de aburire, perna superioară se ridică în poziția inițială (presingul se deschide).

5. Temperatura pernelor (pentru aburire mai eficace) se păstrează constantă prin reglaj „tot sau nimic".

6. Deschiderea poate fi comandată și manual, înainte de trecerea timpului stabilit pentru aburire.

Schema din fig. 3 asigură programul arătat. Se vede că schema nu face decît să repete pe cea din fig. 2, unde s-a mai introdus un contactor pentru comanda vanei electromagnetice. La închiderea presingului, RI_1 conectează și bobina contactorului CA, provocînd prin contactele CA, deschiderea vanei electromagnetice de comandă a aburului. După trecerea timpului de aburire, contactul TI_1 se închide, întrerupînd aburirea și comandînd deschiderea presingului, la fel ca în schema precedentă.

Presingul care face operația complexă de aburire și călcare funcționează după următorul program :

1. Produsul așezat pe perna inferioară, se fixează apărătoarea de protecție (care condiționează comanda) și se dă comanda de închidere.

2. Comanda dată, perna superioară se apropie la distanța de aburire unde se oprește pe tot timpul aburirii.

3. După aburire, presingul se închide mai departe călcînd produsul la presiunea și în timpul necesar.

4. Presingul se deschide și revine în poziție inițială.

5. Pe tot timpul aburirii și călcării, exhaustorul evacuează aburul în exces.

6. Temperatura pernelor este menținută practic constantă, prin reglaj „tot sau nimic". C_1 și C_2. Electromotorul pornește și se închide presingul. Totodată se deschide C_3 oprind exhaustorul și C_4 oprind aburirea.

Cînd presingul a realizat presiunea dorită pentru călcare, arcurile pernei inferioare căpătînd săgeata respectivă, este deschis contactul

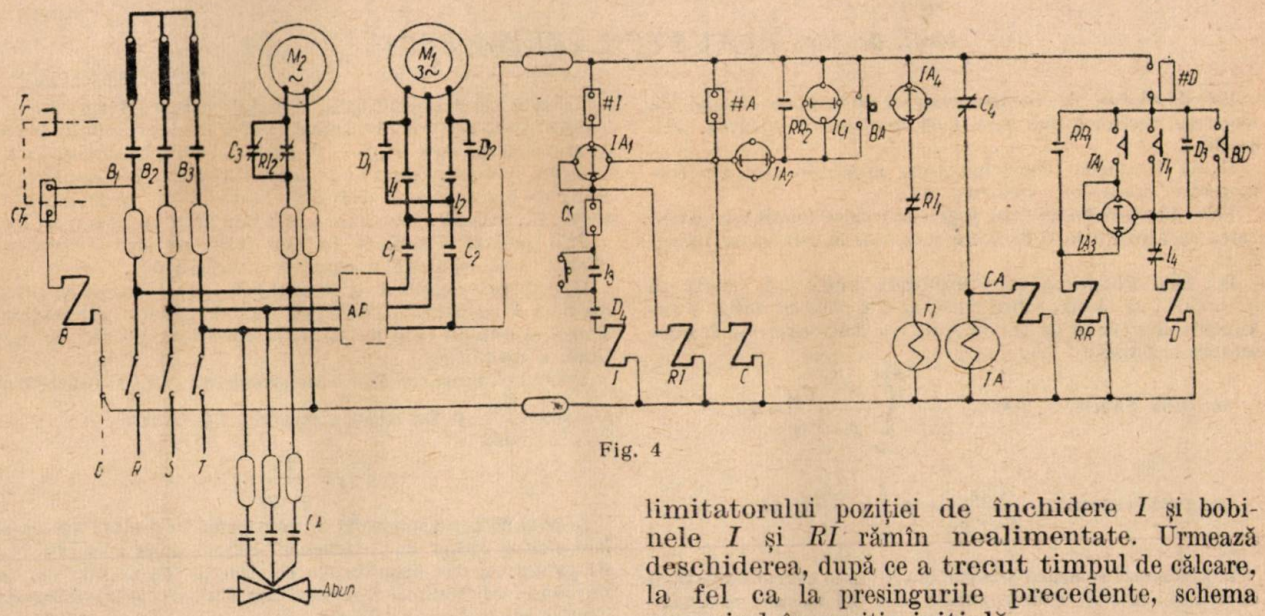


Fig. 4

limitatorului poziției de închidere I și bobinele I și RI rămîn nealimentate. Urmează deschiderea, după ce a trecut timpul de călcare, la fel ca la presingurile precedente, schema revenind în poziția inițială.

7. Comanda de întrerupere a aburirii sau de deschidere, poate fi dată și manual în orice moment.

Schema din fig. 4 asigură programul dat. Se dă comanda de închidere la fel ca pentru presingurile de aburit. Cînd presingul ajunge în poziția de aburire, limitatorul A întrerupe alimentarea bobinei C și provoacă deschiderea contactelor C_1 și C_2, deci oprirea electromotorului și închiderea contactelor C_3 și C_4.

Contactul C_3 pornește exhaustorul, iar contactul C_4 conectează bobina CA, a contactorului vanei electromagnetice (provocînd admiterea aburului, prin închiderea contactelor CA) și bobina releului de timp de aburire TA.

Motorul oprit, presingul rămîne în poziția respectivă pe tot timpul aburirii. Cînd timpul de aburire a trecut, se închide contactul TA_1 și este alimentată bobina releului intermediar RR care închide contactul RR_1 și RR_2.

Contactul RR_1 menține alimentarea bobinei RR, iar contactorul RR_2, conectează bobina C. Bobina C alimentată, se închid contactele

Se observă că schema îngăduie comenzi manuale și că presingul poate fi folosit temporar și numai pentru o singură operație. Închizînd întrerupătorul IC, se suprimă aburirea, presingul făcînd numai călcare; manevrînd întrerupătorul IA, se suprimă cele două operații mai sus arătate, schema 4 se reduce la schema doi, respectiv la schema trei.

III. Concluzii

Se observă, că schemele propuse îngăduie toate reglajele pe care tehnologia le-ar putea cere (temperatura pernelor, presiunea de călcare, timpul de aburire și timpul de călcare).

Aparatele propuse sînt în cea mai mare parte produse în țară, sau în curs de experimentare, deci schemele se pot realiza cu un import minim. Cum și presingul ales se poate executa (ca parte mecanică) într-un atelier normal utilat, rezultă că această importantă problemă, pentru industria noastră de confecții, se poate realiza într-un timp relativ scurt.

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УТЮЖНЫМИ МАШИНАМИ

Резюме

После краткого общего описания утюжных машин, даются схемы автоматического управления для выбранного типа утюжной машины. Представленные схемы являются последними вариантами исследованными в течении разработки этой темы в Институте Электротехнических Исследований и Проектов.

STEUERUNGSSCHEMEN FÜR PRESSIONSSTRECKEN

Zusammenfassung

Nach kurzer Beschreibung der Pressionsstrecken im Allgemeinen, werden automatisch gesteuerte Schemen einer gegebenen Pressionsstrecke dargestellt. Die dargestellten Schemen entsprechen den letzten Varianten, die im Rahmen einer im Elektrotechnischen Versuchs- und Projektierungsinstitut auf diesem Gebiet durchgeführten Arbeit, analysiert wurden.

Observații la lucrarea „Calculul operațional și aplicațiile lui în electrotehnică" *)

Prof. dr. ing. PLAUȚIUS ANDRONESCU

517.432.1 : 621.3

Este de relevat, de la început, că nu se poate vorbi de fenomene electrotehnice așa cum menționează autorul articolului.

Există fenomene electrostatice, magnetostatice, electromagnetice, mecanice, calorice etc.

Prin „Electrotehnică" se înțelege tehnica folosită la utilizarea electricității în diferitele fenomene în care ea se manifestă.

Dat fiind că lucrarea este publicată pentru a fi citită în primul rînd de electrotehnicieni, ar fi trebuit ca autorul articolului să prezinte de la început cele două integrale fundamentale în formele :

integrala Fourier : $$i(t) = \frac{i}{2\pi j} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} \frac{e^{pt}}{p} \frac{U_m}{F(p)} \, dp$$

integrala Carson : $$\frac{U_m}{F(p)} = p \int_0^{\infty} e^{-pt} \, i(t) \, dt$$

In felul acesta se arată simplu și clar, că în cadrul cercetării circuitelor electrice, dimensiunile celor doi membri ai egalității sînt aceleași, deoarece p are dimensiunea de $\frac{i}{T}$, U_m este măsurat în volți, $i(t)$ este măsurat în amperi, iar $F(p)$ are dimensiunea de ohmi.

Din punct de vedere matematic, putem forma $\varphi(p) = \frac{U_m}{F(p)}$; dar pe electrotehnician nu-l interesează $\varphi(p)$ ci $F(p)$ care are dimensiunea de ohmi și care este *obținută direct din circuitul electric.*

Integrala Fourier se efectuează într-un plan complex, pe cînd integrala Carson corespunde unui plan real, indiferent dacă rădăcinile ecuației $F(p) = 0$ sînt sau nu reale. Este așa dar greșit să se afirme, așa cum face autorul articolului la pag. 164 jos, că la efectuarea integralei a doua, p este o variabilă complexă, deoarece variabila este t.

Dacă s-ar fi folosit integrala lui Laplace, care reprezintă integrala Carson fără factorul p dinaintea semnului integralei, atunci autorul articolului trebuia să atragă atenția că de data aceasta se formează $\varphi(p) = \frac{U_m}{pF(p)}$ în loc de $\varphi(p) = \frac{U_m}{F(p)}$ pentru a menține pe $F(p)$ dimensionat în ohmi.

Autorul articolului justifică prezența integralei lui Carson pe motivul că în felul acesta se obține „imaginea unității egală cu unitatea", ceea ce nu atrage atenția cititorului că controlul dimensiunilor mărimilor care apar în acele integrale justifică folosirea unei astfel de integrale.

Însuși autorul articolului produce cititorului o confuzie prin cele menționate la pagina 167 jos ; pornind de la $B(p) = pF(p) = 0$ rezultă că $p = 0$ este o rădăcină a ecuației $B(p) = 0$ pentru a arăta apoi, în continuare, că prin folosirea integralei Fourier se deduce formula lui Heaviside (formula 20 pagina 167). Ori este cunoscut că formula lui Heaviside este valabilă numai în cazul cînd $p = 0$ nu formează o rădăcină a ecuației $F(p) = 0$ și cînd nu există nici rădăcini multiple ale acestei ecuații.

Este destul de dificil să se pretindă de la cititorii articolului, care în majoritatea lor îl folosesc tocmai cu scopul de a se iniția în calculul operațional, să facă deosebirea între $B(p) = 0$ și $F(p) = 0$ pentru că formula lui Heaviside nu admite $p = 0$ ca rădăcină pentru $F(p) = 0$. Dacă s-ar fi explicat de ce se folosește integrala Carson în locul integralei lui Laplace, o astfel de prezentare a deducerii formulei lui Heaviside sub titlul „Ecuația $B(p) = 0$ are o rădăcină nulă" n-ar fi avut loc.

Prin semnul $\doteqdot$ întîlnit în literatură, autorul articolului afirmă că el exprimă o egalitate „simbolică".

Dealtfel este destul de greu să-ți poți face o idee ce ar putea însemna o egalitate „simbolică". La o ecuație diferențială simbolică semnul egal nu are altă semnificație decît de egalitate a membrilor.

Semnul $\doteqdot$ reprezintă o corespondență între funcțiunea imagină $\frac{U_m}{F(p)}$ și funcțiunea originală $i(t)$. Avem :

$$i(t) \doteqdot \frac{U_m}{F(p)} .$$

Semnul de corespondență se transformă în semnul egalității fără nici un epitet de „simbolică" numai dacă membrul din stînga sau cel din dreapta din corespondența de mai sus, se introduce sub semnul integralei așa cum ne arată integrala Fourier sau integrala Carson.

Pentru cititori ar fi fost interesant dacă autorul articolului ar fi folosit următorul exemplu de corespondență :

dacă în cazul corespondenței :

$$\frac{U_m}{F(p)} \doteqdot i(t)$$

se înmulțește funcțiunea imagine $\frac{U_m}{F(p)}$ cu p, atunci se obține o nouă corespondență în forma :

$$p \frac{U_m}{F(p)} \doteqdot \frac{di(t)}{dt}$$

iar în cazul cînd funcțiunea imagine $\frac{U_m}{F(p)}$ se împarte cu p, atunci cu ajutorul teoremei lui Borel, noua corespondență devine :

$$\frac{1}{p} \frac{U_m}{F(p)} \doteqdot \int_0^t i \, dt$$

admițîndu-se $i(0) = 0$.

Un astfel de rezultat important ne arată că factorul p respectiv $\frac{1}{p}$ atribuit funcțiunii imagine, se transpune cu ajutorul integralei Carson într-o derivată respectiv într-o integrală pentru funcțiunea originală $i(t)$. Prin prezentarea formală a teoremelor 6 și 7, pagina 165, cu titlurile „Imaginea unei derivate și imaginea unei integrale" nu se atrage atenția asupra rolului de operator ce-l are p cu ajutorul integralei lui Carson.

Cu drept cuvînt se pune acum și întrebarea : nu s-ar putea obține funcțiunea originală — după ce s-a observat rolul de operator al lui p — fără să se folosească integrala Fourier ?

Răspunsul este afirmativ. Introducîndu-se simbolurile p și $\frac{1}{p}$ se creează din ecuația diferențială obișnuită, o ecuație diferențială simbolică în forma

$$u = F(p)i$$

în care p are semnificația de operator.

*) Antoniu I.S. : „Calculul operațional și aplicațiile lui în electrotehnică" ; Electrotehnica 5 — 6/1954.

Din ecuaţia diferenţială simbolică de mai sus se deduce

$$i = \frac{u}{F(p)}$$

care nu poate fi confundată cu integrala Fourier, dar care ne ajută să obţinem formula lui Heaviside. Autorul articolului menţionează la pagina 164 sus că la determinarea formulei lui Heaviside, p are semnificaţia de operator, dar nu lămureşte acest lucru. Ceea ce arată autorul la pagina 167 jos, este numai o deducere a formulei lui Heaviside cu ajutorul integralei Fourier, în care p nu are semnificaţia de operator.

De altfel autorul nu arată ce formă are formula lui Heaviside pentru curenţii electrici alternativi.

Autorul mai afirmă că funcţiunea simbolică $F(p)$ din ecuaţia diferenţială simbolică de mai sus sau din ecuaţia integrală simbolică (27) din articol, este analogă cu expresia impedanţei complexe Z.

O astfel de afirmaţie, care de altfel se întîlneşte în literatură, nu este justă. Impedanţa Z reprezintă raportul dintre amplitudinea tensiunii şi amplitudinea curentului electric în regim sinusoidal, pe cînd $F(p)$ reprezintă o funcţiune simbolică în ecuaţia diferenţială simbolică sau în ecuaţia integrală simbolică, care nu îndeplineşte condiţia impedanţei.

Faptul că $F(p)$ este dimensionată în ohmi, nu ne îndreptăţeşte să tragem concluzia că $F(p)$ este analog cu Z.

Spre exemplu $\frac{1}{8\pi}(DE)$ poate exprima atît energia electrică în unitatea de volum cît şi forţa care acţionează pe unitatea de suprafaţă la un dielectric. Expresia este aceeaşi în ambele cazuri, cu aceleaşi dimensiuni, totuşi posedă semnificări cu totul diferite.

Dat fiind că autorul s-a limitat să amintească numai cîte ceva din tehnologia uneltei matematice (teorema), dat fiind că o aplicare formală a unor formule nu este suficient pentru a crea siguranţa în mînuirea acelor formule, autorul articolului nu a reuşit să prezinte cititorilor esenţialul, să arate electrotehnicienilor cum trebuie mînuită o astfel de unealtă matematică „Calculul operaţional" pentru a se obţine o cît mai mare siguranţă în aplicarea ei pe teren.

Răspuns observaţiilor făcute la articolul „Calculul operaţional şi aplicaţiile lui în electrotehnică"

Prof. dr. ing. I. S. ANTONIU

517.432.1 : 621.3

1. Obiecţiunea cu privire la noţiunea de „fenomene electrotehnice" este justă; această noţiune este un non sens. Apariţia ei se datorează numai unei erori de transcriere, în notele mele manuscrise figurînd „studiul fenomenelor din electrotehnică". Dat fiind că articolul a apărut cu „bun de tipar" dat de mine, îmi însuşesc critica.

2. Calculul operaţional este astăzi un instrument matematic foarte preţios cu ajutorul căruia problemele de regim tranzitoriu, care apar în diversele domenii ale tehnicii şi care pot fi exprimate prin ecuaţii diferenţiale liniare. se pot rezolva cu destulă uşurinţă. Toate publicaţiile moderne îl folosesc exclusiv în tratarea acestui fel de probleme.

Scriind acest articol, intenţia mea a fost să pun la îndemîna tehnicienilor, în special inginerului electrician, o bază de plecare, suficientă pentru rezolvarea problemelor curente şi înţelegerii articolelor sau lucrărilor în care calculul operaţional este utilizat. N-am avut nici cea mai mică intenţie să justific originea calculului operaţional şi nici să arăt legătura care există între el şi calculul simbolic al lui Heaviside. Cititorul, care a luat cunoştinţă de articolul meu şi care simte nevoia îmbogăţirii cunoştinţelor sale în acest domeniu, poate studia literatura, destul de bogată, din care, o mică parte, a fost indicată la sfîrşitul acelui articol.

3. Calculul operaţional îşi are obîrşia în metoda de calcul imaginată de Heaviside pentru rezolvarea regimurilor tranzitorii. Nu mai reproduc aici notiţa istorică cu care am început articolul meu. El a apărut în urma justificării pe care J.R. Carson a căutat să o aducă metodei lui Heaviside. Carson a fost preocupat în memoriile sale să găsească o justificare matematică a tuturor regulilor de calcul simbolic date de Heaviside. În acest scop el a fost condus să utilizeze integrala

$$\psi(p) = \frac{1}{H(p)} = p\int_0^\infty e^{-pt}\, h(t)\,dt \qquad (1)$$

numită astăzi integrala lui Carson. Lucrările lui Carson, publicate între 1917 şi 1926, au fost depăşite. Încă din 1936 G. şi R. Julia [5] au arătat că întreg calculul operaţional se poate baza pe transformarea lui Laplace, definită de relaţia integrală

$$\varphi(p) = \int_0^\infty e^{-pt}\, f(t)\,dt \qquad (2)$$

care transformă o funcţie de variabilă reală $f(t)$ $(t \geqslant 0)$ într-o funcţie de variabilă complexă $\varphi(p)$, pentru care $p = \sigma + j\omega$. σ fiind un număr real mai mare decît numărul care reprezintă abscisa absolută de convergenţă şi care se notează cu σ_a; funcţia $\varphi(p)$ este o funcţie analitică în semiplanul pentru care $\sigma > \sigma_a$.

Este bineînţeles că existenţa transformărilor definite prin relaţiile (1) şi (2) de mai sus este condiţionată de anumite proprietăţi ale funcţiei $f(t)$, condiţii care sînt în general îndeplinite de funcţiile din fizică şi în special de acelea întîlnite în electrotehnică.

Acest punct de vedere a fost adoptat de foarte mulţi matematicieni şi fizicieni printre care citäm pe; A. Angot, L. de Broglie, R. V. Churchill, G. Doetch, M. F. Gardner şi J. L. Burns, P. Humbert, M. I. Kontorovici, N. W. Mc. Lachlan, M. Parodi, J. Pérès, L. A. Pipes, K. W. Wagner etc. Inafară de aceasta, secţia a 5-a[1]) a Societăţii electricienilor francezi, după o anchetă susţinută, în şedinţa din 6 iunie 1944 a făcut recomandarea utilizării în problemele de electrotehnică a formulei de transformare (2). Această recomandare a fost adoptată ulterior şi de Comitetul electrotehnic internaţional.

Rezultă dar că astăzi calculul operaţional este un instrument matematic de sine stătător, independent de calculul simbolic al lui Heaviside sau de justificarea dată de Carson.

---

[1]) care se ocupă cu problemele de telegrafie, telefonie şi radiocomunicaţii

Utilizarea lui în rezolvarea problemelor în care apar ecuații integro-diferențiale se face transformînd aceste ecuații în ecuații operaționale cu ajutorul relației (2), se rezolvă această ecuație — sau sistem de ecuații — în raport cu *imaginea* mărimii căutate — rezolvare ce se face relativ ușor, ecuația operațională fiind o ecuație algebrică și se determină apoi *originalul* funcției căutate — funcție de timp — utilizînd formula de inversiune:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{pt}\,\varphi(p)\,dp \qquad (3)$$

numită și integrala Mellin-Fourier.

4. În concepția actuală a calculului operațional, formulată în paragraful precedent, sînt încă mulți autori care aplică acest calcul pornind de la transformarea lui Carson, definită prin relația (1) și utilizînd formula de inversiune

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{pt}\,\frac{\psi(p)}{p}\,dp. \qquad (4)$$

Diverșii autori aduc nenumărate argumente pentru sau contra adoptării uneia sau celeilalte formule de transformare. În acest sens, secția de Electrotehnică a Institutului de Energetică al Academiei R.P.R., în urma unor discuții în contradictoriu, a deschis o rubrică în Buletinul de Studii și Cercetări Energetice în care diverșii autori să-și publice părerile lor în această privință, punînd astfel în discuție publică această problemă. În nr. 3—4/1955 al acestui Buletin, la pag. 578, a apărut o notă cu părerile mele personale în această privință. Nu este cazul să reproduc aici această notă, voi spicui numai acele puncte care răspund obiecțiilor aduse articolului meu, completîndu-le pentru o mai multă precizare.

5. Unul dintre argumentele care se aduc în favoarea utilizării calculului operațional bazat pe transformarea (1) a lui Carson este că, funcțiile imagine păstrează dimensiunile fizice ale funcțiilor original, ceea ce nu se întîmplă în cazul formulei (2) a transformării lui Laplace. Astfel, dacă se presupune în formula (1) că $f(t)$ reprezintă un curent, cum p are dimensiunile inversului unui timp, funcția transformată $\psi(p)$ are de asemenea dimensiunile unui curent.

Argumentul însă nu se poate susține. Într-adevăr, atît funcția $\psi(p)$, dată de formula (1), cît și funcția $\varphi(p)$, dată de formula (2), nu mai reprezintă aceeași mărime ca $f(t)$, care a fost transformată prin formulele respective. Aceasta se poate vedea ușor ținînd seama de definiția însăși a parametrului p care este de dimensiunile inversului unui timp, așa după cum s-a arătat mai sus. Ce fel de curent reprezintă, spre exemplu, o mărime care variază invers cu timpul?

Transformarea (1) a lui Carson, cît și transformarea (2) a lui Laplace, sînt transformări funcționale. Pentru aceste motive funcția $\psi(p)$, sau $\varphi(p)$, se numește *imaginea* funcției $f(t)$, care se numește *originalul* funcției $\psi(p)$, sau $\varphi(p)$. Funcția $\psi(p)$, sau $\varphi(p)$, este o funcție *asociată* funcției $f(t)$ și nici de cum o funcție care să reprezinte aceeași mărime.

Transformarea lui Laplace, sau Carson, poate fi asemuită cu transformarea care se face în anumite operații aritmetice prin utilizarea logaritmilor. Ecuațiile care se obțin între logaritmii unor mărimi, avînd dimensiuni bine definite, sînt toate zero dimensionale, oricare ar fi acele mărimi. Astfel, integrînd ecuația:

$$Ri + L\frac{di}{dt} = 0$$

în care diverșii termeni au dimensiunile unor tensiuni, se găsește ecuația

$$\ln i = -\frac{R}{L}t + \ln I_0,$$

în care diverșii termeni sînt zero dimensionali. Prin aplicarea transformării logaritmice dimensiile diverselor mărimi nu s-au mai păstrat. Trecînd acum de la funcția logaritmică la funcția exponențială, se găsește

$$i = I_0\, e^{-\frac{R}{L}t},$$

ecuație care, de data aceasta, are o dimensiune bine definită.

Transformarea (1) cît și transformarea (2) transformă anumite funcții într-un alt fel de funcții. Din această cauză nu se poate scrie o egalitate între cele două funcții și diverșii autori au adoptat diferite semne pentru a arăta legătura dintre funcția original și funcția imagine; în lucrările moderne se folosește acum, de preferință, semnul de egalitate, atașîndu-se funcției original un simbol.

Omogenitatea formulelor nu trebuie căutată în aceea că funcțiile imagină și original ale unei mărimi au aceleași dimensiuni, ci în formulele scrise între imaginile mărimilor respective. Astfel, impedanța operațională are expresie — și deci aceeași dimensie — oricare ar fi transformarea adoptată, ea reprezentînd raportul dintre imaginile funcțiilor de tensiune și de curent

$$Z(p) = \frac{\pounds e}{\pounds i} = \frac{\mathcal{Z}e}{i}$$

în care am notat cu $\pounds$ simbolul reprezentînd transformarea lui Laplace, definită de relația (2) și cu $\mathcal{Z}$ simbolul reprezentînd transformare lui Carson, definită de relația (1).

6. Principalul argument, care impune utilizarea formulei (2) a transformării lui Laplace în locul formulei (1) a transformării lui Carson, o constituie faptul că, în radiotehnică și în alte domenii ale electrotehnicii, care se ocupă cu transmiterea semnalelor acustice și ale impulsurilor, a căpătat o largă răspîndire utilizarea integralei duble a lui Fourier

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega t}\,d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} f(\xi)\,e^{-j\omega\xi}\,d\xi \qquad (5)$$

în studiul fenomenelor tranzitorii din circuitele electrice.

Integrala (5) este valabilă dacă funcția $f(t)$ îndeplinește anumite condiții, asupra cărora nu este cazul a insista aici. Integrala (5) se mai poate scrie [3]

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega)e^{j\omega t}\,d\omega \qquad (6)$$

sau[1])

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\,e^{-j\omega t}\,dt. \qquad (7)$$

Relațiile (7) și (6) constituie transformarea lui Fourier — directă și inversă — și poate fi scrisă simbolic sub forma:

$$F(\omega) = \mathfrak{F}\,f(t)$$

$$f(t) = \mathfrak{F}^{-1}F(\omega).$$

Metoda integralei lui Fourier și metoda operațională sînt atît de strîns legate între ele încît apare chiar posibilitatea de a fi considerate ca una și aceeași metodă [6]. Într-adevăr, transformare unilaterală a lui Fourier, singura folosită în regimurile tranzitorii pentru redarea spectrelor de frecvență, este definită de relația:

$$\Phi(\omega) = \int_0^{\infty} f(t)\,e^{-j\omega t}\,dt \qquad (8)$$

---

[1]) Factorul $\frac{1}{2\pi}$ nu s-a mai trecut, el fiind cuprins în funcția $F(\omega)$, pentru ușurarea comparației cu formula (1).

şi funcţia $\Phi(\omega)$ poate fi considerată ca limita către care tinde imaginea $\varphi(p)$ a funcţiei $f(t)$, obţinută prin formula (2) de transformare a lui Laplace, cînd termenul real al lui p tinde către zero

$$\Phi(\omega) = \lim_{\sigma \to 0} \varphi(p),$$

bineînţeles, cu condiţia ca această limită să existe. Cu alte cuvinte, dacă în $\varphi(p)$ se înlocuieşte p cu $j\omega$ se obţine funcţia $\Phi(\omega)$, dacă $\Phi(\omega)$ există. Astfel, spre exemplu, fiind dată

$$f(t) = e^{-\alpha t},$$

formula de transformare (2) dă

$$\varphi(p) = \frac{1}{p + \alpha}$$

şi se obţine imediat

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{j\omega + \alpha}.$$

Rezultă de aici că nu este recomandabil a se folosi o notaţie care face să apară o deosebire formală între transformarea utilizată în calculul operaţional şi transformarea luiFourier. Ori este evidentă identitatea formală dintre relaţiile (2) şi (8) şi deosebirea care există între relaţia (8) şi relaţia (1).

7. Trebuie menţionat că transformarea lui Laplace (2), precum şi transformarea lui Fourier (5) şi respectiv (6) şi (7), pot fi extinse la funcţii de mai multe variabile, ceea ce cu transformarea lui Carson (1) nu este posibil.

8. În spiritul ideilor exprimate în cele ce preced a fost scris articolul meu. Am vrut să arăt, în special, că, acest instrument matematic, calculul operaţional, este un preţios auxiliar tehnicianului. Utilizarea lui, pornind de la transformarea lui Laplace (2) sau de la transformarea lui Carson (1) conduce întotdeauna la acelaşi rezultat final : găsirea funcţiei de timp (respectiv funcţiei de variabilă reală), căutată. Calculul operaţional este folosit pentru simplificarea rezolvărilor ecuaţiilor diferenţiale liniare, ceea ce se obţine prin transformarea lor în ecuaţii algebrice. Ca şi funcţiile logaritmice, calculul operaţional transformă o operaţie mai complicată într-una mai simplă. Aplicarea lui în practică se face ca şi în cazul utilizării logaritmilor : se folosesc tabele care, citite într-un sens dau imaginea unei funcţii oarecare şi citite invers dau originalul funcţiei căutate.

N-am avut nici cea mai mică intenţie să justific sau să mă apropii — într-un mod oarecare — de calculul simbolic al lui Heaviside, pe care îl consider perimat. În adevăr, această metodă de calcul, cu justificarea matematică pe care i-o dă Carson, nu este valabilă decît dacă sistemul studiat este la momentul iniţial în repaus. Această intenţie îmi este atribuită de autorul obiecţiilor cînd scrie :

„Pentru cititori ar fi fost interesant dacă autorul articolului ar fi folosit următorul exemplu de corespondenţă :

dacă în cazul corespondenţei :

$$\frac{U_m}{F(p)} \doteqdot i(t)$$

se înmulţeşte funcţia imagine $\frac{U_m}{F(p)}$ cu p, atunci se obţine o nouă corespondenţă în forma :

$$p\frac{U_m}{F(p)} \doteqdot \frac{di(t)}{dt}$$

iar în cazul cînd funcţia imagine $\frac{U_m}{F(p)}$ se împarte cu p, atunci cu ajutorul teoremei lui Borel, noua corespondenţă devine :

$$\frac{1}{p}\frac{U_m}{F(p)} \doteqdot \int_0^t i\,dt$$

admiţîndu-se $i(0) = 0$

Un astfel de rezultat important ne arată că factorul p, respectiv $\frac{1}{p}$ atribuit funcţiei imagine, se transpune cu ajutorul integralei Carson într-o derivată, respectiv într-o integrală pentru funcţia originală $i(t)$".

Cele de mai sus se referă la calculul simbolic al lui Heaviside şi nu la calculul operaţional.

În consecinţă, scopul articolului meu fiind diferit de intenţiile pe care mi le atribuie autorul obiecţiilor, aceste obiecţii nu-mi pot fi opozabile şi deci, nu am a da nici un răspuns acestor obiecţii. Nu pot însă să trec cu vedere observaţia pe care o face autorul obiecţiilor, în paragraful 7 din nota sa :

„Integrala Fourier se efectuează într-un plan complex, pe cînd integrala Carson corespunde unui plan real, indiferent dacă rădăcinile ecuaţiei $F(p) = 0$ sînt sau nu reale. Este aşa dar greşit să se afirme, aşa cum face autorul articolului la pag. 164 jos, că la efectuarea integralei a [doua integrala (1) *n.n.*] p este o variabilă complexă, deoarece variabila este t".

Această observaţie este inexactă dacă ţinem seama de definirea dată calculului operaţional, pe care am indicat-o în punctul 3 de mai sus şi care este dată de toţi autorii care au scris lucrări în acest domeniu : variabila p este complexă şi deci transformarea definită de relaţia (1) sau (2) transformă funcţia de variabilă reală t în funcţie de variabilă complexă p (A se vedea [5] pag. 977. [3] pag. 12, [6] pag. 5, [2] pag. 13. [7]pag. 9, [8] pag. 1 etc).

Bibliografie

[1] *Angot A.*: Compléments de mathématiques, Editions de la Revue d'Optique, Paris, 1949.

[2] *Denis M.-Papin* et *Kaufmann A.* : Cours de calcul opérationnel, Albin Michel, Paris, 1950.

[3] *Gardner M.F. şi Barnes J.L.* : Transients in linear systems, John Wiley, New York, 1948.

[4] *Janet P.*: Le calcul symbolique d'Heaviside, Gauthier-Villars, Paris, 1938.

[5] *Julia G şi Julia R.*: Sur deux méthodes de calcul des régimes variables à partir des régimes permanents Bulletin de la Société Française des Electriciens, vol. VI., 1936, pag. 975.

[6] *Kontorovici M. I.*: Calculul operaţional şi fenomenele tranzitorii în circuitele electrice, Editura Energetică de Stat, 1955.

[7] *Lévi P.*: Le calcul symbolique d'Heaviside, Gauthier-Villars, Paris, 1926.

[8] *Parodi M.*: Applications physiques de la transformation de Laplace, C.N.R.S. éditeur, Paris, 1948.

[9] *Starkey R. I.*: Laplace transforms for electrical engineers, Iliffe and Sons, London, 1955 ;
la care se adaugă bibliografia indicată la sfîrşitul articolului meu.

Trohotronul — un nou tub electronic în automatică și telemecanică

Ing. E. MAYER

621.385.3 : 621.398

Noul tub electronic, trohotronul, prezintă un interes deosebit pentru automatică și telemecanică, tehnica impulsurilor, tehnica mașinilor electronice de calcul ș.a.m.d.

Funcția principală a trohotronilor este comutația și selectarea electronică a circuitelor, distribuirea și redistribuirea impulsurilor de curent și tensiune de diferite durate, cifrarea și descifrarea grupelor de cod de impulsuri etc.

Trohotronul poate să înlocuiască mai multe tuburi electronice sau relee. Astfel, un singur trohotron liniar zecimal poate să înlocuiască în numărătorul de impulsuri un grup de zece tuburi electronice. O dată cu micșorarea numărului de tuburi se reduce, considerabil, complexitatea schemei și se ridică calitatea și siguranța funcționării întregului sistem.

Cel mai simplu trohotron se compune din anoda șină R, catoda K, paleta L și două plăci receptoare P_1 și P_2. Tensiunea anodică este de 100 V, iar liniile de forță ale cîmpului magnetic sînt perpendiculare pe figură (fig. 1). În asemenea

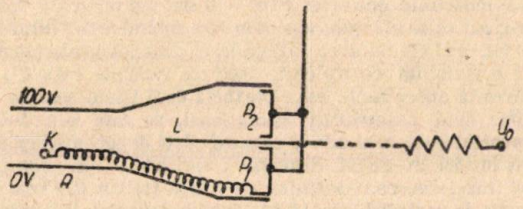


Fig. 1. Cel mai simplu trohotron.

condiții electronii emiși de catodă formează un fascicul de electroni care urmărește linia echipotențială, de exemplu de 50 V. Dacă se aplică paletei L un potențial mai mare(de exemplu de 80 V) fasciculul de electroni trecînd pe sub paletă cade pe placa P_1. Dacă se aplică un potențial mai mic de 50 V, fasciculul de electroni cade pe placa P_2. Astfel,

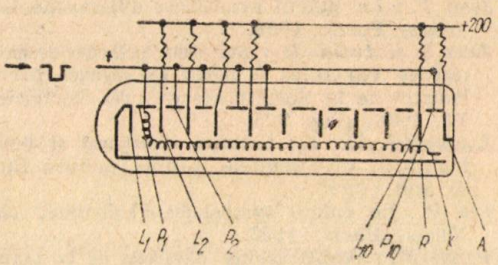


Fig. 2. Trohotron liniar zecimal

schimbînd potențialul paletei se poate da o poziție sau alta fasciculului de electroni.

Construcția trohotronilor și cîteva scheme de utilizare. În fig. 2 este arătată schematic construcția unui trohotron liniar.

Trohotronul liniar se compune din mai multe celule în serie. Fasciculul format trece pe lîngă un șir de palete pozitive și cade în prima celulă. Dacă se scade potențialul paletei patru, de exemplu, fasciculul de electroni cade în celula patru unde și rămîne datorită faptului că a fost blocat de paleta patru.

Schema cea mai simplă, în care trohotronul liniar lucrează analog cu comutatorul pas cu pas, este arătată în fig. 2.

Prin conectarea trohotronului, fasciculul de electroni cade în prima celulă. Pentru deplasarea fasciculului în celula următoare trebuie aplicat un impuls de tensiune negativ plăcilor. Prima placă împinge fasciculul la o a doua paletă care plasează fasciculul în celula a doua. Dacă în acest timp impulsul s-a terminat și plăcile au din nou un potențial pozitiv, fasciculul rămîne în celula a doua. Următorul impuls plasează fasciculul în celula următoare s.a.m.d.

Al nouălea impuls plasează fasciculul în celula zece. Înapoierea fasciculului de electroni în prima celulă se face astfel : al zecelea impuls plasează fasciculul la anodă. În circuitul anodei începe să circule curent și tensiunea anodică scade datorită rezistenței legate în circuitul anodic. Ca urmare a scăderii tensiunii anodice, scade curentul fasciculului, acesta trecînd pe echipotențiale mai joase.

Curentul din circuitul paletei zece scade brusc, potențialul ei crește, iar paleta încetează să mai blocheze fasciculul în celula zece. Fasciculul trece în prima celulă ocupînd poziția inițială pentru repetarea mișcării.

Aparatele de înregistrare se leagă în circuitul paletelor sau în circuitul plăcilor. Prin întrebuințarea trohotronului în calitate de numărător de impulsuri, pentru determinarea poziției fasciculului, în circuitul plăcilor sau paletelor se cuplează tuburi de neon cu rezistențe în paralel.

Neajunsul schemei din fig. 2 este neuniformitatea duratelor impulsurilor. Într-adevăr, dacă durata impulsurilor este mai mare decît timpul de deplasare a fasciculului electronic, atunci fasciculul nu se va putea reține în celula respectivă (întrucît placa celulei va fi negativă) și va trece în celula următoare, înainte de a se termina impulsul negativ aplicat. Acest neajuns se înlătură parțial prin folosirea așa numitei scheme RC (fig. 3).

Particularitatea acestei scheme este prezența unor celule RC în circuitul paletelor.

Celulele RC au o constantă de timp mai mare decît durata impulsurilor aplicate și mai mică decît perioada de repetiție a impulsurilor. În cazul cînd fasciculul se află în prima celulă, potențialul primei plăci este mai scăzut decît potențialul plăcii a doua și al tuturor celorlalte plăci. Amplitudinea impulsurilor negative se alege în așa fel, încît prin apli-

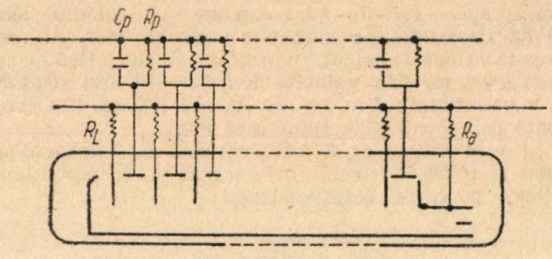


Fig. 3. Schema $R.C$:
C_p, R_p — celule RC în circuitele plăcilor; R_L—rezistență în circuitul paletei care asigură autoblocarea ; R_a—rezistența în circuitul anodei.

carea impulsului, potențialul primei plăci să devină suficient de scăzut pentru deplasarea fasciculului iar potențialul plăcii următoare suficient de ridicat pentru a-l capta. Astfel, fiecare impuls va putea deplasa fasciculul de electroni numai cu o celulă. Procesul descris se ilustrează în fig. 4.

Dacă rezistența din circuitul paletelor este suficient de mare, atunci fasciculul se va deplasa din celulă în celulă singur fără aplicarea impulsului dinafară. Perioada deplasării se va determina cunoscînd constanța de timp RC și curentul fasciculului iar trohotronul va lucra ca un comutator cu autodesfășurare.

Schema unui asemenea trohotron este arătată în fig. 5.

Schema *RC* cere condiţii determinate asupra duratei, amplitudinii şi frecvenţei impulsurilor negative aplicate trohotronului. În fig. 6 este arătată schema unui trohotron „în

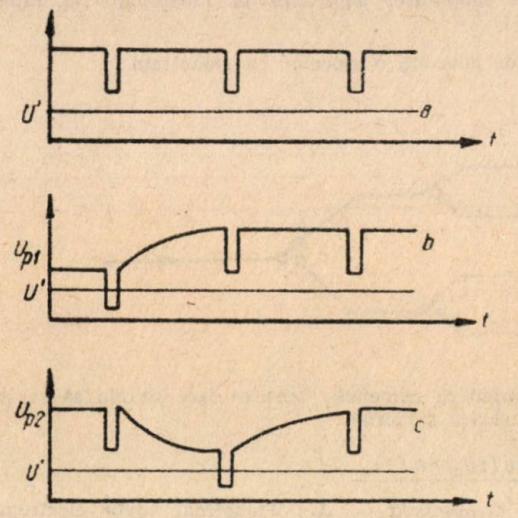


Fig. 4. Schimbarea la timp a potenţialelor în schema *RC*:
a—impulsurile aplicate plăcilor; *b*—potenţialul primei plăci; *c*—potenţialul plăcii a doua; *U'*—potenţialul plăcii, prin care începe deplasarea fasciculului în celula următoare.

doi timpi". Impulsurile se aplică la intrarea schemei care are două poziţii de echilibru stabile.

Plăcile trohotronului sînt legate din două în două la rezistenţa de sarcini a anodului. Ele lucrează „în doi timpi":

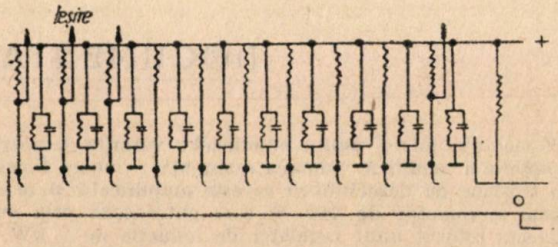


Fig. 5. Schema comutatorului de autodesfăşurare

cînd o grupă de plăci este pozitivă, cealaltă este negativă. O schemă legată în acest fel asigură deplasarea fasciculului numai cu o celulă la fiecare basculare a circuitului, care are loc la fiecare impuls aplicat. După unele date din literatură,

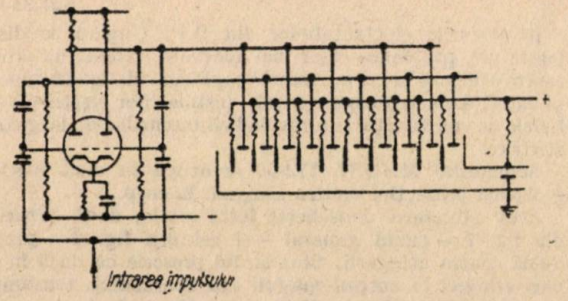


Fig. 6. Schema „în doi timpi".

puterea de rezolvare a unei asemenea scheme este de 10 mKs (viteza de calcul în jurul a 100 kHz).

Dacă trohotronii se folosesc în calitate de numărător de impulsuri, se unesc în cascadă în aşa fel încît primul trohotron să numere unităţile, al doilea zecile, al treilea sutele etc.

Un alt exemplu de întrebuinţare a trohotronului liniar este „schema potenţiometrică" (fig. 7).

În această schemă, fiecare paletă are un alt potenţial. Prin variaţia potenţialului catodei, fasciculul va trece pe echipotenţiale diferite şi respectiv se va deplasa în celule

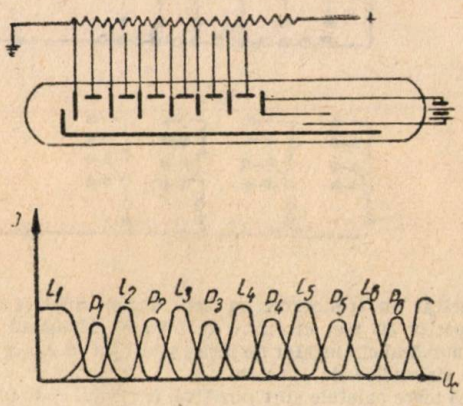


Fig. 7. Schema potenţiometrică şi caracteristicile volt-amperice.

diferite. Curba curentului anodic în funcţie de potenţialul catodei este arătată în fig. 7. Prin aplicarea unei tensiuni variabile în timp asupra catodei, fasciculul de electroni va circula prin celule după legea respectivă. De exemplu, dacă asupra catodei a fost aplicată o tensiune în formă de dinţi de fierăstrău, fasciculul va circula prin celule uniform şi se va căpăta un comutator cu o desfăşurare în formă de dinţi de fierăstrău.

O altă variantă este trohotronul „bidimensional" (fig. 8).

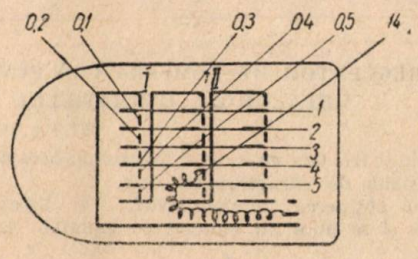


Fig. 8. Trohotronul bidimensional.

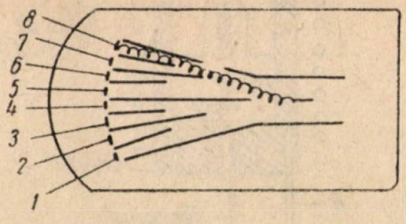


Fig. 9. Trohotronul binar.

Comanda fasciculului se face cu ajutorul a două palete lungi verticale *I* şi *II* şi a paletelor orizontale 1,2,3,4,5 legate în grup. Dacă toate paletele, înafară de grupa *I* sînt pozitive, fasciculul de electroni cade în celula 01. Dacă se aplică o tensiune negativă paletei *1* şi grupei *4*, fasciculul cade în celula *14* ş.a.m.d. Astfel trohotronul bidimensional lucrează ca un selector electronic.

În fig. 9 este arătată schematic construcţia unui trohotron „binar" care lucrează analog cu o piramidă de relee.

Paletele trohotronului binar au diferite dimensiuni. Paletele de aceeaşi dimensiune se leagă împreună (În fig. 9 este arătat un trohotron cu trei lungimi diferite de palete şi respectiv cu trei circuite de intrare). Numărul de plăci adică numărul circuitelor de ieşire este egal cu 2_n, n fiind numărul circuitelor de intrare.

Dacă toate paletele sînt pozitive, fasciculul cade în celula *1*, dacă toate paletele sînt negative în celula *8*; dacă paleta de dimensiunea cea mai mare este pozitivă, cea medie — negativă, cele scurte pozitive, fasciculul cade în celula *3* etc.

În fig. 10 este arătat modul în care se înlocuiesc schemele de relee cu trohotroni.

Trohotronii sînt un nou gen de tuburi electronice, încă insuficient studiate.

Schemele care utilizează trohotroni se caracterizează prin simplitate, siguranţă în funcţionare şi rapiditate transmiterii comenzii, ceea ce face ca ele să se impună, în tehnica modernă.

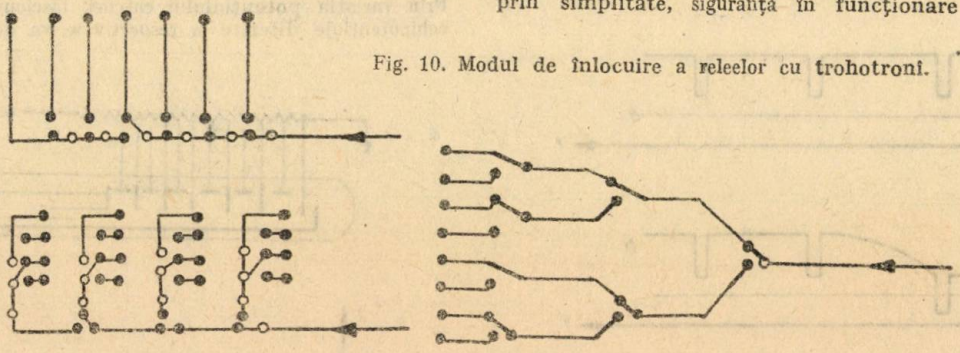


Fig. 10. Modul de înlocuire a releelor cu trohotroni.

Bibliografie:

[1] *Bernaşevscki G. A.*: Trohotroni novîie electronîie pribori dlia avtomatichi i telemehanichi, Sbornic rabot po avtomatike i telemecanike, Moscova, 1953.

[2] *Boguslavski S. A.*: Puti electronov v electromagnitnîh poliah, Moscova, 1929.

DOCUMENTARE

REGULATOR DE TEMPERATURĂ PENTRU METALURGIA GERMANIULUI

621.316.74 : 546.289

Diodele şi triodele cu cristal folosesc un bloc de germaniu monocristalin de caracteristici date.

Pentru obţinerea monocristalelor, se topeşte metalul respectiv şi se pune în contact cu suprafaţa sa un cristal

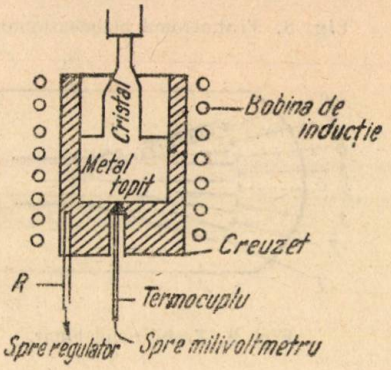


Fig. 1

care serveşte ca germene. Ridicînd cu o anumită viteză germenele, la o temperatură dată, un nou cristal se dezvoltă între suprafaţa metalului topit şi germene.

Una din condiţiile de creştere ce trebuie păstrată cu stricteţe este temperatura creuzotului, de aproximativ 930°C.

Regulatorul descris mai jos constă dintr-un recipient de grafit încălzit în înaltă frecvenţă, de aici pleacă o rezistenţă *R* montată într-o punte exterioară; variaţia temperaturii cuptorului modifică valoarea rezistenţei; puntea furnizează o tensiune de dezechilibru ce este amplificată şi se aplică unui servomotor de 100 W care antrenează prin cuplare directă rotorul unui regulator de inducţie de 5 kW.

Rotaţia acestuia face să varieze tensiunea anodică a generatorului de încălzire în înaltă frecvenţă.

Articolul dă preţioase indicaţii tehnice şi constructive asupra întregii instalaţii.

(Din *„L'Onde Electrique"*, nr. 321, decembrie 1955, *G. Lehmann* şi *C. Menleau*)

PROTECŢIA DUBLĂ CONTRA ATINGERII LA CORP

621.316.92

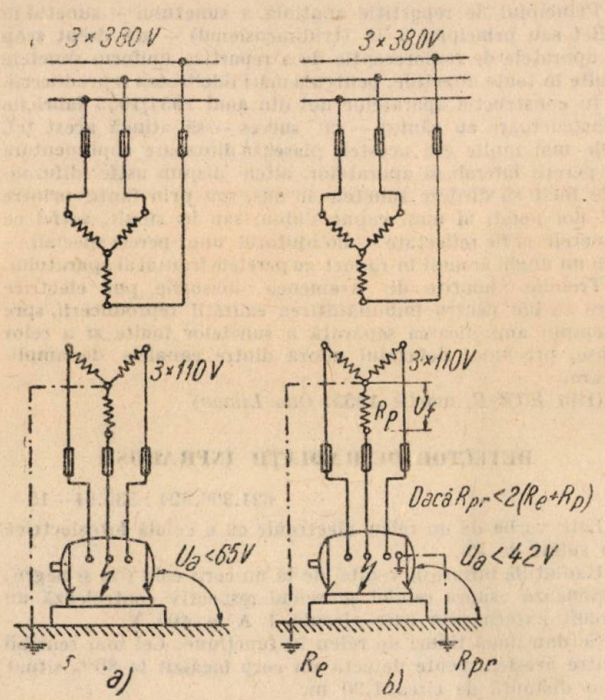
În cercurile electrotehnice din R.P. Ungară se discută, foarte viu, problema celor mai adecvate sisteme de protecţie contra atingerii la corp. Această problemă cîştigă în importanţă datorită electrificării agricole, instalaţiilor electrice pe şantierele de construcţii şi a răspîndirii bunurilor de larg consum electrice.

Standardul MNOSZ 172-50 se ocupă în mod special de problema protecţiei contra atingerii la corp.

Acest standard deosebeşte între altele, două cazuri: cel din fig. 1 — cazul general — şi cel din fig. 2 — protecţia dublă contra atingerii. Standardul prescrie că dacă în cazul unei atingeri la corpul maşinii sau aparatului, tensiunea de atingere ajunge pînă la 65 V. instalaţia trebuie deconectată în decurs de 5 s. În cazul receptorilor de curent speciali şi a mediilor foarte periculoase, mai ales dacă se lucrează cu apă sau metale, standardul prescrie deconectarea receptorului de pe toate bornele reţelei, în decurs de 2 s, îndată ce tensiunea de atingere depăşeşte 42 V.

În cazul general, dacă tensiunea maximă de atingere se limitează la 55 respectiv 64 V, nu este nevoie de alte măsuri

de protecţie şi de deconectarea în decurs de 5 s. De aici rezultă schema din fig. 1 care diferă de schema cu tensiune de protecţie prin faptul că pe de o parte se pune la punct nu un pol al secundarului transformatorului, ci mijlocul acestuia, iar



Dispozitiv de prim ajutor pentru cei accidentaţi prin electricitate de joasă tensiune

pe de altă parte se izolează şi se protejează prin învelire toate părţile active cu o tensiune de 110 V.

În cazurile care necesită protecţia dublă conform fig. 2, maşina sau aparatul trebuie să fie prevăzut direct cu o punere la pământ. O condiţie este ca punerea la pământ de protecţie să aibă aproximativ aceeaşi rezistenţă ca şi punerea la pământ de exploatare. Dacă se respectă această condiţie, nu mai este nevoie de deconectarea instalaţiei în decurs de două secunde de la declararea atingerii.

În locul punerii la pământ de protecţie se poate folosi eventual şi punerea la neutru.

(După „*Villamossàg*" 3 (1955) nr. 5), .

INSTALAŢIE MOBILĂ PE ROŢI PENTRU ÎNCERCAREA SUBSTAŢIILOR MICI

621.317.3 : 621.316.26

Pentru încercarea substaţiilor mici de 35, 10, 6 kV sau mai puţin, s-a construit o mică staţie de încercare mobilă, cu sursă de tensiune proprie.

În fig. 1 se vede schiţa de gabarit a staţiei de încercare.

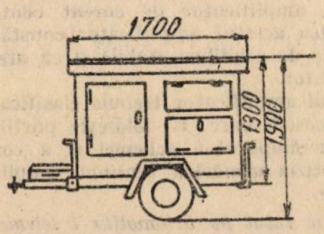


Fig. 1. Schiţa de gabarit a staţiei de încercare.

În fig. 2 se vede planul de situaţie a maşinilor şi a aparatelor în această staţie mobilă, iar în fig. 3 se vede schema de conexiuni.

La măsurare, instalaţia construită ca remorcă se decuplează de maşina de tracţiune şi se aşază pe cele patru şuruburi de reazim de la colţurile şasiului. Instalaţia se alimentează cu generatorul monofazat sincron, de 127 V, 15 A, acţionat de un motor cu benzină în patru timpi, cu doi cilindri. Instalaţia se mai compune din transformatorul de încercare de

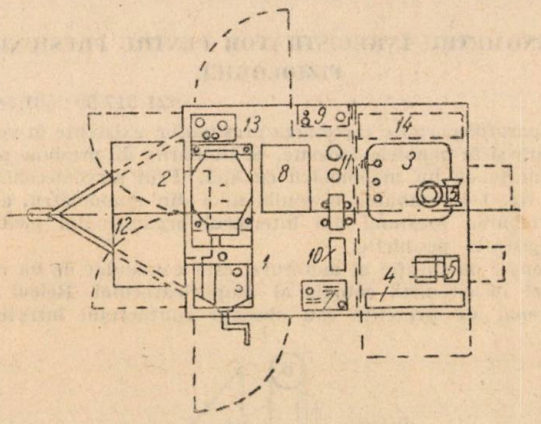


Fig. 2. Instalaţia interioară :

1—grup motor-generator KES . 4; *2*—rezervor de benzină; *3*—transformator de încercare; *4*—pupitru de tomandă; *5*—bobină pentru conductorul de punere la pământ şi conductorul de alimentare; *6*—transformator pentru consumul propriu; *7*—bateria de acumulator; *8*—locul pentru puntea ND-16; *9*—locul pentru un condesator normal pentru punte; *10*—condensator pentru netezirea pulsaţiilor tensiunii redresate; *11*—rezistenţe normale de forma SN—16—24 kW; *12*—dispozitiv transportabil de redresare; *13*—cutie pentru instrumente şi scule; *14*—loc pentru cabluri şi altele.

3 kVA, 120/70 000 V, din puntea ND 16, cu condensator normal pentru măsurarea unghiului de pierderi dielectrice, din transformatorul urcător 100/15 000 V, pentru alimentarea punţii şi a redresorului, din dispozitivul de redresare transportabil, montat într-un geamantan independent, din transformatorul reductor de siguranţă de 250 VA, 120/6 V pentru consumul propriu, din bateria de acumulator de 6 V pentru consumul propriu, din mosoarele pentru înfăşurarea conductorului de punere la pământ şi conductorilor de alimentare, din condensatorul de netezire a pulsaţiilor 25 kV, 0,1 mF şi din alte accesorii.

Cu ajutorul instalaţiei descrise, mobile pe roţi, se poate efectua încercarea cu tensiune mărită 70...75 kV şi se poate măsura unghiul pierderilor dielectrice, curenţii de

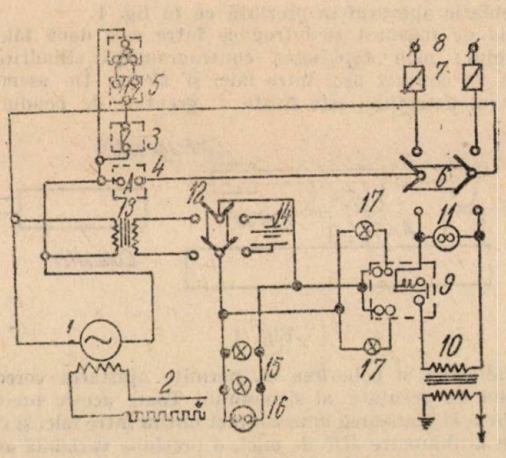


Fig. 3. Schema de conexiuni :

1—generator; *2*—regulatorul de excitaţie în derivaţie; *3*—voltmetrul de tablou O—150 V; *4*—ampermetrul de tablou O - 20 A; *5* frecvenţmetru de tablou cu rezistenţa adiţională R; *6*—comutator; *7* siguranţe 15 A; *8*—borne pentru recordarea sarcinii; *9*—automat pentru circuitul transformatorului de încărcare; *10*—transformatorul de încărcare; *11*—priza pentru conectarea voltmetrului de precizie; *12*—comutator pentru consumul propriu; *13*—transformator pentru consumul propriu; *14*—baterie de acumulator; *15*—lămpi cu incandescenţă pentru iluminarea pupitrului de comandă şi a interiorului remorcii; *16*—priză pentru recordarea corpului de iluminat, portativ, cu tensiunea de 6 V; *17*—lămpi de semnalizare aferente automatului.

pierderi, rezistența de izolație, rezistența circuitului de punere la pămînt și se pot încerca instalațiile și cu tensiune redresată mărită.

(După „*Energhetik*" (U R S S) nr. 5/1953 și „*Elektrotechnik*" (R. Cehoslovacă) nr. 4/1955).

MANOMETRU ÎNREGISTRATOR PENTRU PRESIUNILE FIZIOLOGICE

621.317.39 : 531.787

Aparatul permite cercetarea presiunilor existente în vezica biliară și în canalele asociate. Schimbările de presiune pot fi măsurate cu un manometru cu apă. Prin servomecanismul din fig. 1 schimbarea nivelului apei din manometru, adică schimbarea presiunii din interiorul organismului poate fi înregistrată pe hîrtie.

Sensul de rotație al motorului este comandat de un releu situat în circuitul catodic al amplificatorului. Releul este acționat de prezența sau absența contactului între lichid

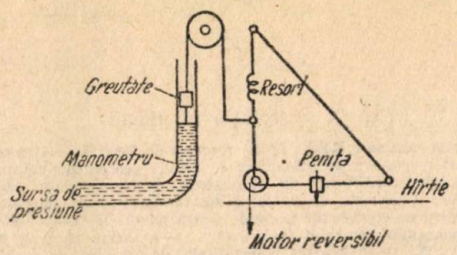


Fig. 1

și greutate. Dacă contactul este stabilit, motorul se învîrtește în sensul ridicării greutății, dacă nu există contact invers.

Aceste mișcări sînt înregistrate pe hîrtie dînd astfel o imagine a variațiilor de presiune din organism. Cu toate că este proiectat special pentru măsurarea presiunilor din vezica biliară, instrumentul poate servi la măsurarea oricărei alte presiuni fiziologice.

(Din „*Electronics*" decembrie 1954, *W. E. Gilson*).

MĂSURAREA CU PRECIZIE A MICILOR DIAMETRE

621.317.39 : 621.9

Aparatul măsoară cu o precizie de $\pm$ 0,00001 toli diametre de ordinul a 0,01 toli.

Schematic aparatul se prezintă ca în fig. 1.

Sîrma de măsurat se introduce între cele două fălci ale aparatului; prin deplasarea contragreutății cilindrice, se asigură un contact ușor între fălci și sîrmă. De asemenea, în centrul sistemului este fixată o greutate de pendul care

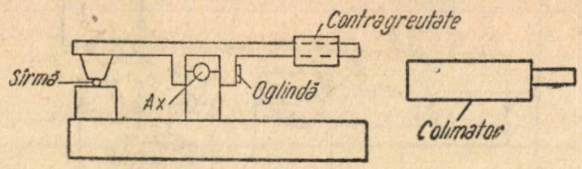


Fig. 1

prin ridicarea și coborîrea ei, permite ajustarea corectă a centrului de greutate al sistemului. Toate aceste precauții, contribuie la realizarea unui contact optim între fălci și sîrmă, întrucît la diametre atît de mici, o presiune variabilă asupra sîrmei formată din materiale cu durități diferite, ar influența rezultatele.

Datorită introducerii sîrmei, brațul mobil se înclină cu un unghi care se determină cu ajutorul colimatorului situat în fața oglinzii.

Lungimea brațului dintre ax și falca mobilă este aleasă astfel încît o schimbare de diametru de 0,000005 înclină brațul cu un unghi de 1".

Se dau indicații tehnico-constructive și de manipulare a aparatului, în articol.

(Din „*Engineering*", noiembrie, 1955, *I. G. Morgan*)

RADIORECEPTOARE CU SUNET ÎN RELIEF

621.396.62 : 681.84.087.7

Principiul de repartiție spațială a sunetului — sunetul în relief sau principiul 3 *D* (tridimensional) — are drept scop la aparatele de radiorecepție de a repartiza uniform sunetele înalte în toate direcțiile, pentru a mări fidelitatea reproducerii.

In construcția aparatelor noi din anul 1954/1955 fabricile constructoare au căutat — cu succes — să atingă acest țel. Cele mai multe din acestea plasează difuzoare suplimentare în pereții laterali ai aparatelor, altele dispun astfel difuzoarele încît să dirijeze sunetele în sus, sau prin fante printre cei doi pereți ai unui capac dublu, sau în sfîrșit, astfel ca sunetele să fie reflectate — cu ajutorul unor pereți speciali — sub un unghi anumit în raport cu peretele frontal al aparatului.

Trebuie amintite de asemenea măsurile pur electrice care se iau pentru îmbunătățirea calității reproducerii, spre exemplu amplificarea separată a sunetelor înalte și a celor joase, precum și defazajul unora dintre canalele de amplificare.

(Din *ETZ-B*, martie 1955, *Otto Liman*)

DETECTOR DE RADIAȚII INFRAROȘII

621.396.624 : 535.61—15

Este vorba de un releu electronic cu o celulă fotoelectrică cu sulfat de Pb.

Radiațiile infraroșii venite de la un corp cald (fie și negru) acționează asupra celulei și releul respectiv controlează un circuit extern prin care circulă 1 A la 400 V.

Se dau două tipuri de releu în funcțiune. Cel mai sensibil dintre acestea, poate detecta un corp încălzit la 80°C situat la o distanță de circa 1,20 m.

Aparatul constă din două unități: o cutie turnată care conține releul și circuitele electronice respective, iar a doua capul detector cu celula sensibilă.

Aparatul se utilizează mai ales în oțelării, pentru a măsura temperatura oțelului încălzit la alb.

(Din „*Engineering*", noiembrie 1955).

COMPENSATORUL RELEU, AMPLIFICATOR DE CURENT CONTINUU

621.396.647.024

Pentru măsurarea curentului continuu, o largă popularitate au căpătat compensatorii automatici. Autocompensatorii (autopotențiometrii) moderni întrebuințează ca organ de reglaj un motor electric.

Valoarea de ieșire a acestor autocompensatori este o deplasare unghiulară care se transformă în tensiune de curent continuu. Compensatorii automatici reprezintă o schemă suficient de complicată. Construcția lor este de asemenea complicată.

Se descrie o nouă schemă de autocompensator care are ca organ de reglaj un condensator care se conectă de către un element de releu (se înțelege un dispozitiv, cu contacte, sau fază, electromagnetic sau electronic care să aibă o caracteristică de releu). Mărimea de ieșire a acestui dispozitiv este o tensiune de curent continuu, de aceea este numit compensator releu, amplificator de curent continuu.

Particularitatea acestui amplificator constă în faptul că nu are o poziție de echilibru stabilă și că are un regim de lucru autooscilator.

Compensatorul amplificator trebuie clasificat în numărul de sisteme autooscilatoare. El folosește părțile pozitive ale acestui sistem: simplitatea schemei și a construcției, stabilitatea și precizia urmăririi tensiunii amplificate cu tensiunea de ieșire.

(Din „*Sbornic rabot po avtomatike i telemehanike*", 1953 *N. V. Pozum*).

STADIUL ACTUAL AL SUDURII CU ARC ELECTRIC

621.791.735

Folosirea pe scară din ce în ce mai largă a arcului electric pentru sudarea și topirea metalelor a condus la dezvoltarea procedeelor și mașinilor respective.

În articol, după trecerea în revistă a proprietăţilor îmbinărilor prin sudură şi a diferitelor tipuri de electrozi folosiţi în sudura cu arc electric, sînt examinate sursele de curent precum şi maşinile automate folosite în acest scop. Printre altele, se menţionează folosirea în ultimul timp a redresorilor uscaţi cu seleniu care se pretează foarte bine şi la alimentarea automatelor de sudură de mare intensitate — de exemplu cele de 1 200 A folosite în construcţiile navale. Curentul de sudură poate fi reglat continuu cu ajutorul unei bobine trifazate rotative care se aseamănă, d.n punct de vedere constructiv, cu un motor trifazat, reglajul efectîndu-se prin învîrtirea rotorului.

Maşinile moderne de sudură sînt caracterizate prin faptul că tensiunea arcului electric se reglează în mod automat şi fără inerţie la valoarea dorită.

Atît dispozitivele de reglaj cît şi cele de comandă sînt de o construcţie simplă şi absolut sigură în exploatare.

Datorită calităţilor procedeelor de sudură cu arc electric, au putut fi construite maşini automate pentru scopuri speciale, de exemplu pentru sudarea bazelor bandajelor la roţile de cale ferată, precum şi pentru sudarea metalelor şi aliajelor uşoare. Cusături de sudură sigure se obţin prin folosirea unui gaz de protecţie, printre care argonul a dat rezultate foarte bune. Pentru stabilizarea şi aprinderea arcului se foloseşte un curent electric auxiliar de înaltă frecvenţă.

(Din *ETZ-B*, caiet 3, martie 1955, *Bergmann E.*)

BIBLIOGRAFIE

Despre lucrarea „Acţionări electrice" de D. Damsker

621.33

Lucrarea „Acţionări electrice" completează o mare lacună în literatura tehnică din ţara noastră, cu atît mai mult cu cît problemele acţionării electrice au o importanţă deosebită pentru dezvoltarea rapidă a industriei.

Folosirea pe scară largă a energiei electrice în industrie, automatizarea proceselor de producţie, impune tuturor tehnicienilor şi inginerilor de cele mai diferite specialităţi din domeniul electrotehnic, de a-şi completa cunoştinţele profesionale cu elementele de bază ale acestei ramuri. O dată cu aceasta se impune pregătirea cadrelor de specialişti în acest domeniu, care să rezolve corect problemele teoretice pe care le ridică practica industrială.

Acestor scopuri serveşte lucrarea de faţă, care după părerea noastră, poate fi folosită cu mai mult succes de către aceia care se specializează în domeniul acţionărilor electrice.

După cum indică autorul în prefaţă, volumul I, tratează despre bazele teoretice şi metodele de calcul ale acţionărilor electrice.

Cartea cuprinde o prefaţă, o introducere, şase capitole şi o anexă cu exemple de calcul. În prefaţă se expune obiectul lucrării.

În introducere se expune succint evoluţia istorică generală a acţionărilor electrice (fără o particularizare specială la dezvoltarea acţionărilor electrice în ţara noastră) şi conturează direcţiile de dezvoltare ale acesteia; trebuia să se insiste şi asupra problemelor nerezolvate complet încă în acest domeniu: cercetarea şi lărgirea domeniului de aplicare al acţionărilor electrice în curent alternativ comandate cu bobine saturate, aplicarea motoarelor electrice asincrone cu izolaţie sintetică care admite funcţionarea la temperaturi înalte, probleme de acţionare cu reglaj în curent continuu şi altele.

Primul capitol „Bazele dinamicii mecanismelor acţionate electric" cuprinde elementele principale pentru stabilirea ecuaţiei generale a mişcării acţionării. După ce se trec în revistă noţiunile: moment de inerţie şi de giraţie, cuplul motor ale maşinilor electrice, cuplurile statice, se arată cum se reduc momentele de inerţie şi de giraţie, precum şi cuplurile statice la arborele motorului, se stabileşte de asemenea, ecuaţia mişcării unui agregat acţionat electric.

Capitolul conţine date utile la proiectarea acţionărilor electrice. Credem că paragraful I-7 se integrează mai bine în capitolul IV al lucrării. Probabil că autorul nu a avut la dispoziţie date spre a reprezenta grafic variaţia raportului $\frac{GD^2}{M_{nom}}$, în funcţie de cuplul nominal, ca în fig. I—8 din lucrare şi pentru motoarele asincrone fabricate în ţara noastră; astfel de curbe sînt utile în proiectarea sistemelor de acţionare. Subcapitolul I-2, este de fapt un caz particular al subcapitolului I-8, aşa după cum arată şi autorul la pag. 31; prezentarea subcapitolului I-2 separată, nu este deci necesară.

Al doilea capitol este intitulat „Caracteristicile mecanice ale motoarelor electrice". Autorul defineşte mai întîi unităţile relative pentru mărimile caracteristice ale maşinilor electrice şi prezintă apoi noţiunile de rigiditate şi suplete ale unei caracteristici mecanice; tot aici sînt discutaţi şi indicii de calitate ai reglajului vitezei. În continuare, capitolul este împărţit în cinci subcapitole în care se tratează succesiv, caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu, caracteristicile mecanice ale motorului asincron trifazat şi ale motorului sincron. În ultimul subcapitol, autorul se ocupă de caracteristicile statice şi de stabilitatea statică a sistemelor de acţionare. Dintre maşinile cu colector, de curent alternativ, era util să fie prezentat motorul Schrage, care este folosit adesea în utilajele textile, poligrafice etc. În subcapitolul în care se studiază motorul compound, era necesar să se accentueze că înfăşurarea de excitaţie serie se conectează astfel, încît cîmpul magnetic produs de curentul prin înfăşurarea serie, este aditiv la cîmpul magnetic produs de curentul prin înfăşurarea derivaţie. Conectarea în „opoziţie" a celor două înfăşurări este rar întîlnită şi admisă numai în cazul unei influenţe foarte mici a înfăşurării serie asupra fluxului de excitaţie rezultant.

Denumirea componentelor I_d, I_q (longitudinală, respectiv transversală) ale curentului statoric al maşinii sincrone ca: componenta dewattată (I_d) şi componenta wattată (I_q) este improprie deşi, se mai întîlneşte în unele lucrări.

Cele patru pagini acordate problemelor de stabilitate statică (stabilitatea dinamică se va trata în volumul următor) nu cuprind complet variatele aspecte şi elementele necesare studierii acestei probleme. Examinarea în acelaşi capitol a caracteristicilor mecanice şi a mijloacelor de reglare a vitezei este justă din punct de vedere fizic; din punct de vedere metodologic acest lucru este discutabil, avîndu-se în vedere importanţa reglajului vitezei în acţionarea electrică.

Sisteme de acţionare compuse din mai multe maşini electrice, formează obiectul capitolului al III-lea din lucrare. În cele patru subcapitole se analizează succesiv, agregatul de acţionare generator-motor, motorul asincron cuplat în cascadă cu maşini de curent continuu, cu maşini de compensarea factorului de putere şi reglajul vitezei, funcţionarea motorului asincron în arborele electric; ultimul subcapitol se ocupă de convertizoarele de frecvenţă sincron, asincron şi convertizorul de frecvenţă cu colector. Era util ca în acest articol să fie analizat şi cuplajul rigid, diferenţial, sau prin fricţiune al arborilor motoarelor electrice, fiind de o anumită importanţă în practică. Figura III-3 din acest capitol este greşită, deoarece dreptele din familia B, care reprezintă caracteristicile mecanice ale motorului la flux variabil, nu sînt paralele între ele. Caracteristicile mecanice au ecuaţia: $M = -k_e \frac{\Phi^2}{R_t} n + \frac{1}{R_t} \Phi E_g$ (cu aceleaşi notaţii din lucrare): coeficientul unghiular al acestor drepte variază cînd fluxul Φ variază, iar E_g este constant.

Capitolul IV „Procese tranzitorii la acţionările electrice" cuprinde şapte subcapitole: primele două sînt consacrate studiului proceselor tranzitorii electromecanice, considerîndu-se caracteristica mecanică rectilinie, respectiv curbilinie, iar

cuplul static fiind constant: al treilea subcapitol cuprinde procesele tranzitorii electromecanice şi electromagnetice la acţionările cu motoare de curent continuu cu excitaţie independentă. În continuare, autorul se ocupă de metodele grafice şi grafico-analitice, pentru determinarea mişcării sistemelor şi pentru rezolvarea ecuaţiilor proceselor tranzitorii la acţionările cu motoare de curent continuu. În cîteva pagini se dau unele indicaţii şi calcule privitoare la procesele tranzitorii electromecanice, cînd cuplul static este variabil. În ultimul subcapitol se studiază procesele tranzitorii la acţionările cu motoare sincrone.

Primele subcapitole deşi fac obiectul tratatelor de maşini electrice este bine că se redau şi în această lucrare. Credem că era necesar ca acest capitol să cuprindă şi cîteva consideraţii asupra proceselor tranzitorii ale agregatelor compuse din mai multe maşini şi prezentate în capitolul precedent, tratarea completă a acestui subiect, urmînd a se face în vol. II aşa după cum se arată în prefaţă.

In practica industrială apare problema accelerării proceselor tranzitorii, în limitele în care este avantajos şi nepericulos; era deci utilă prezentarea acestei posibilităţi cu soluţiile tehnice şi eventualele repercursiuni care se cunosc pînă acum, într-un subcapitol spre a se putea urmări unitar problemele.

„Calculul puterii şi alegerea motorului de acţionare" este titlul capitolului V al lucrării. În cele şase subcapitole sînt prezentate succesiv problemele producerii căldurii în regim staţionar şi tranzitoriu în motorul de acţionare Încălzirea, determinarea puterii motorului şi regimul de funcţionare de scurtă durată şi intermitent. Problemele puse în acest capitol sînt de primă importanţă în proiectarea unui sistem de acţionare. Rezolvarea lor pînă la capăt, în ceea ce priveşte determinarea pierderilor maşinilor, era utilă, cu toate că sînt prezentate şi în tratatele de proiectarea maşinilor electrice. Autorul aduce noi contribuţii la studiul încălzirii motorului în regim de funcţionare intermitentă în timpul procesului tranzitoriu, care pot prezenta interes practic.

Ultimul capitol „Comanda acţionărilor electrice" este de o deosebită importanţă practică. Comanda directă a motorului asincron şi a motorului de curent continuu, comanda automată magnetică prin contactoare şi relee, sînt expuse în primele două subcapitole. Automatizarea complexă prezentată în ultimul subcapitol informează pe cititori despre problemele variate care le ridică acţionarea cu mai multe motoare şi după un program.

În anexă se dau trei exemple de proiectare a unor sisteme de acţionări şi anume: acţionarea electrică a unui transportor cu vagonete basculante, acţionarea electrică a trenului finisor al unui laminor de platine şi acţionarea meselor basculante la un laminor duo de tablă subţire.

În al patrulea exemplu dat în anexă este expusă schematic automatizarea unei instalaţii de preparare a pămînturilor de turnătorie. Exemplele sînt însoţite de schemele electrice de acţionare. Aceste exemple sînt utile atît pentru înţelegerea completă a lucrării cît şi pentru proiectanţii în domeniul acţionărilor electrice, fiindcă arată concret cum se aplică formulele prezentate în lucrare.

Bogatul material şi expunerea sistematică adoptată de autor, fac ca această lucrare să fie utilă şi interesantă. Lucrarea cuprinde şi demonstraţii noi, date de autor, cît şi puneri la punct a unor chestiuni rezolvate dificil sau parţial din domeniul acţionărilor electrice. Apariţia celui de al doilea volum, va aduce probabil noi şi variate probleme din domeniul acţionărilor electrice.

Stilul în care este expusă lucrarea, este accesibil şi lucrarea se poate urmări uşor; mai sînt fraze a căror revizuire se impune la o nouă ediţie şi adeseori terminologia adoptată de autor nu este unică şi în concordanţă cu denumirile curente din literatura de specialitate. Figurile lămuresc conţinutul lucrării şi în general sînt prezentate îngrijit.

Bibliografia prezentată la finele lucrării, uşurează activitatea de informare şi de adîncire a anumitor probleme din lucrare. La o viitoare ediţie se impune ca în textul lucrării să se indice bibliografia relativă la problema studiată spre a uşura documentarea cititorului în diferite probleme, este cunoscut că multe din problemele expuse în lucrare sînt tratate în literatura de specialitate conexă cu acţionările electrice.

Erata prezentată la finele lucrării este incompletă, în lucrare mai sînt încă erori, neimportante, dar care pot fi evitate cu uşurinţă la o viitoare ediţie.

Unele observaţii prezentate în această recenzie pot folosi exclusiv la completarea volumului într-o ediţie viitoare. Prin calităţile pe care le are, lucrarea este de mare folos şi în această formă atît în studiul acţionărilor electrice, cît şi în proiectarea sistemelor electrice de acţionare.

Ing. C. Bălă
Ing. V. Nedelcu

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia: Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 3.57.28 şi 3.07.30 * Administraţia şi caseria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin * Abonamentele se primesc la *sediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual; Preţul unui exemplar: lei 5.

E 2040

R

BUCUREȘTI
OBMEN - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

3

ANUL IV

1956

SUMAR

T. Sălăgean și *N. Popa:* Câteva probleme asupra calculului și încercării transformatorului cu șunt magnetic, utilizat la sudarea cu arcul electric 101

Gh. Hortopan: Elemente de calcul pentru redresorii de putere. Reglajul tensiunii și curentului 107

A. Nanu: Considerații critice asupra izolației statorului la primii turbogeneratori fabricați în țară 116

V. Pauker: Calculul unui amplificator de impulsuri cu reacție negativă 125

E. Goilav: Contribuții la tratarea algebrică a schemelor electrice cu relee și contacte multipoziționale 130

DOCUMENTARE 139

CRONICA 144

СОДЕРЖАНИЕ

Т. Сэлэжан и *Н. Попа:* Некоторые вопросы расчёта и испытание трансформатора с магнитным шунтом используемого при сварке с электрической дугой 101

Г. Хортопан: Элементы расчёта выпрямителей мощности 107

А. Нану: Об изоляции статора первых турбогенераторов выпускаемых в стране . . 116

В. Паукер: Расчёт импульсного усилителя с отрицательной обратной связью . . . 125

Е. Гоилав: К алгебрайческому анализу электрических схем содержащих реле и многопозиционные контакты 130

ДОКУМЕНТАЦИЯ 139

ХРОНИКА 144

SOMMAIRE

T. Sălăgean et *N. Popa:* Quelques problèmes sur le calcul et l'essai du transformateur à dérivation magnétique, utilisé dans la soudure à l'arc électrique 101

Gh. Hortopan: Eléments de calcul pour les redresseurs de puissance. Le réglage de la tension et du courant 107

A. Nanu: Considérations critiques sur l'isolement du stator des premiers turbogénérateurs fabriqués dans le pays 116

V. Pauker: Le calcul d'un amplificateur d'impulsions à réaction négative 125

E. Goilav: Contributions au traitement algébrique des schémes électriques avec relais et contacts à positions multiples 130

DOCUMENTATION 139

CHRONIQUE 144

INHALT

T. Sălăgean u. *N. Popa:* Einige Aufgaben über die Berechnung und Prüfung des für Bogenschweissung benützten Transformators mit magnetischem Nebenschluss 101

Gh. Hortopan: Berechnungselemente für Kraftgleichrichter 107

A. Nanu: Kritische bemerkungen über die Isolation der Statoren bei den ersten im Lande fabrizierten Turbogeneratoren . . . 116

V. Pauker: Berechnung der Impulssverstärker mit negativer Rückkoppellung 125

E. Goilav: Beiträge zur algebrischen Behandlung der elektrischen Schaltungschemen mit Relais und Kontakte mit vielfachen Positionen 130

DOKUMENTIERUNG 139

CHRONIK 144

Könyvtár TULAJDONA

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 3
MARTIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Cîteva probleme asupra calculului și încercării transformatorului cu șunt magnetic, utilizat la sudarea cu arcul electric

Ing. T. SĂLĂGEAN și *Ing. N. POPA*

621.314.214.3.076.24 :621.791.75

Se prezintă cîteva puncte de vedere importante în legătură cu funcționarea transformatorului cu șunt magnetic. Concluziile teoretice sînt verificate pe cale experimentală. Se arată, în continuare, rezultatele măsurătorilor făcute asupra unui transformator cu șunt magnetic.

Considerații teoretice

1. Sudarea cu arcul electric în curent alternativ are azi aplicare pe scară industrială, datorită însemnatelor îmbunătățiri aduse stabilității arderii arcului.

Pentru ca un arc să ardă satisfăcător în curent alternativ trebuie îndeplinite anumite condiții atît în legătură cu electrodul folosit cît și în legătură cu sursele de alimentare. In ceea ce privește sursele de alimentare ale arcului în curent alternativ, sînt stabilite trei condiții speciale și anume :

a) caracteristica exterioară a sursei să fie cît mai coborîtoare ;

b) tensiunea de mers în gol să fie într-un anumit raport față de curentul de sudare ;

c) defazajul între tensiunea de mers în gol și curentul de sudare să fie mai mare decît o anumită valoare limită.

Una din sursele des utilizate la sudarea cu arcul electric în curent alternativ este transformatorul cu șunt magnetic. In lucrare se analizează transformatorul cu șunt magnetic din anumite puncte de vedere oarecum deosebite de cele curente.

2. In esență, fenomenele ce au loc într-un transformator cu șunt magnetic de la mersul în gol, pînă la scurtcircuit se bazează pe schimbarea continuă a rezistențelor magnetice ale diferitelor porțiuni din circuitul magnetic. La mersul în gol rezistența magnetică a șuntului este mai mare decît a miezului pe care este montată bobina secundară, din cauza întrefierurilor dintre șunt și miezul magnetic al transformatorului. Ca urmare, cea mai mare parte a fluxului magnetic se închide prin bobina secundară, iar prin șunt fluxul magnetic este neglijabil. Fig. 1, *a* arată schematic modul cum se închide fluxul magnetic la mers în gol. La scurtcircuit, rezistența magnetică a șuntului devine mai mică decît a miezului pe care este montată bobina secundară, ca urmare a amperspirelor ce magnetizează în sens contrar în spirele secundare. Ca atare, fluxul magnetic se închide prin șunt și numai o parte neglijabil de mică trece și prin bobina secundară. In fig. 1, *b* se vede schematic modul cum se închide fluxul la scurtcircuit.

Concluzia ce se desprinde de aici este următoarea : la un transformator cu șunt magnetic repartizarea cîmpului magnetic este cu totul deosebită de la mersul în gol la mersul în scurtcircuit, astfel că între probele de mers în gol și

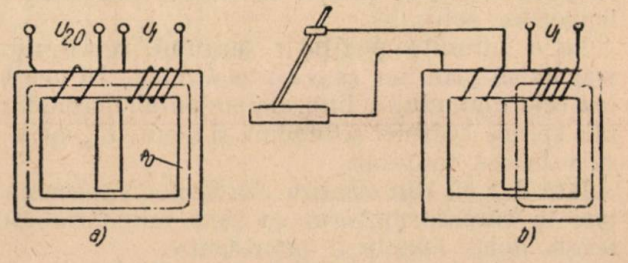


Fig. 1

scurtcircuit nu este posibil nici un schimb de date, așa cum se face la încercarea transformatorilor normali. Separarea pierderilor în fier la proba de scurtcircuit, din pierderile totale trebuie făcută după o metodă deosebită. In sfîrșit, pierderile suplimentare în transformator variază de la mersul în gol pînă la scurtcircuit, tocmai din cauza schimbării continue a repartiției cîmpului magnetic în miezul și șuntul transformatorului.

3. In legătură cu pierderile suplimentare care apar datorită liniilor de cîmp ce străbat bobinele, o analiză mai apropiată permite tragerea unor concluzii interesante.

Să ne situăm în ipoteza că șuntul magnetic este complet introdus. In această situație la proba de scurtcircuit, liniile cîmpului magnetic se închid prin șunt și parțial prin aer, în jurul bobinei primare. Faptul că liniile de cîmp se închid numai prin bobina primară aduce cu sine pierderi suplimentare numai în bobina primară. Așa dar dacă P_{cu} sînt pierderile în

cupru la poziția cu șunt introdus, se poate scrie :

$$P_{cu} = K_{1r} I_1^2 \cdot R_1 + I_2^2 \cdot R_2, \qquad (1)$$

unde I_1 și I_2 sînt valorile efective ale curentului primar, respectiv secundar, iar R_1 și R_2 rezistența ohmică a bobinei primare, respectiv secundare. Coeficientul de pierderi suplimentare K_{1r} s-a introdus, în baza celor arătate, numai pentru bobina primară. In relația (1) se pot măsura toate mărimile ce intervin și deci K_{1r} se poate determina.

Pentru orice altă poziție a șuntului, vor fi linii de cîmp care înlănțuie și bobina secundară. Introducînd deci K_{2r}, coeficient de pierderi suplimentare în bobina secundară, înseamnă că pentru orice altă poziție a șuntului se poate scrie relația :

$$P_{cu} = K_{1r} I_1^2 \cdot R_1 + K_{2r} \cdot I_2^2 \cdot R_2. \qquad (2)$$

In relația (2) K_{1r} este cunoscut din măsurarea cu șuntul introdus, deci se poate determina K_{2r}. Coeficientul K_{2r} nu este însă constant, pentru că liniile care în poziția șunt introdus se închideau prin șunt, se repartizează pe măsură ce șuntul se scoate pe trei căi : prin șunt, prin aer tăind spirele bobinei secundare și prin miezul pe care este montată bobina secundară.

Rezistențele magnetice ale acestor trei căi în paralel variază cu poziția șuntului, astfel că pe măsură ce șuntul se scoate, distribuția liniilor se schimbă.

La o anumită poziție a șuntului, rezistența magnetică prin aer este cea mai mică. In acest caz cele mai multe linii ale cîmpului magnetic taie spirele bobinei secundare și acum K_{2r} atinge valoarea maximă.

Iată dar că din analiza pierderilor suplimentare în transformatorul cu șunt magnetic au reieșit două concluzii interesante :

a) se pot determina experimental K_{1r} și K_{2r} ;

b) există o poziție a șuntului pentru care K_{2r} are o valoare maximă, adică pierderile suplimentare în transformatorul cu șunt magnetic variază, atingînd o valoare extremă și anume maximă.

4. Intrefierurile dintre șuntul magnetic și miez, au un rol important în funcționarea transformatorului. Pentru determinarea acestor întrefieruri se iau în considerare două fenomene de sensuri contrare. Dacă întrefierurile sînt mici, atunci fluxul magnetic găsește o cale ușoară de trecere și deci, tensiunea secundară de mers în gol U_{20} va varia mult cu poziția șuntului, iar caracteristica exterioară va fi foarte rapid coborîtoare. Intrefieruri mari au o acțiune contrară.

Variația tensiunii secundare de mers în gol U_{20} cu poziția șuntului are un sens nedorit, prin faptul că U_{20} crește pe măsură ce șuntul se scoate, adică se merge spre pozițiile de funcționare cu curenți mari. Interesant ar fi însă ca U_{20} să crească o dată cu micșorarea curentului de sudare.

Deci întrefierurile mici, aduc caracteristici exterioare favorabile sudării, dar provoacă variația nedorită a lui U_{20}. Impunînd o anumită limită variației lui U_{20} cu poziția șuntului și la o alură dată a caracteristicii externe (adică un coeficient de stabilitate statică cerut) se poate determina valoarea optimă a întrefierurilor dintre șuntul magnetic și miezul transformatorului.

5. Cu privire la încercările clasice de mers în gol și scurtcircuit, s-a arătat (punctul 2) necesitatea elaborării unei alte metode de încercare. Pentru a putea separa, din pierderile la scurtcircuit P_{sc}, pierderile în cupru P_{cu} și în fier P_f, trebuie ca după proba clasică de mers în gol să se ridice curba pierderilor specifice ale miezului p_s în funcție de inducția din miez B_m.

Această curbă se poate ridica experimental alimentînd transformatorul cu o tensiune variabilă, secundarul fiind deschis iar șuntul complet scos, astfel că întreg fluxul să se închidă prin miez. Raportînd pierderile în fier la greutatea miezului G_m se calculează p_s, iar din tensiunea pe spiră se calculează B_m și deci se poate trasa $p_s = f(B_m)$.

La încercarea în scurtcircuit, urmează să se monteze spire pe miez, astfel ca să se poată determina inducția în diferitele părți din tensiunea pe spiră. Cunoscînd pierderile specifice și greutatea părții respective se pot calcula pierderile în fier la încercarea de scurtcircuit.

6. Bilanțul considerațiilor teoretice făcute pînă acum este următorul :

a) repartiția diferită a cîmpului de la mers în gol la scurtcircuit ;

b) variația pierderilor specifice cu poziția șuntului, astfel că există o poziție a șuntului care dă pierderi maxime ;

c) metodă pentru determinarea experimentală a coeficienților de pierderi suplimentare K_{1r} și K_{2r} ;

d) metodă pentru separarea pierderilor la scurtcircuit ;

e) fenomenele contrare care determină valoarea întrefierurilor dintre șuntul magnetic și miezul de oțel al transformatorului.

II. Partea experimentală

7. Transformatorul pe care s-au făcut cercetările experimentale are următoarele caracteristici date de fabrica constructoare :

tensiunea primară, U : 220/380/500 V ;
puterea nominală, P_n : 27 kVA ;
frecvența, f : 50 Hz.

Durata relativă de funcționare este indicată în funcție de curentul de scurtcircuit I_{sc} astfel :

$$I_{sc} = 100, \ \varepsilon = 1 ;$$
$$I_{sc} = 200, \ \varepsilon = 0{,}6 ;$$
$$I_{sc} = 300, \ \varepsilon = 0{,}3.$$

In specificațiile de la încercările făcute de fabrică se arată că încălzirea transformatorului depășește limitele fixate de STAS.

a) *Circuitul magnetic.* Șuntul magnetic este realizat din două părți egale și simetric așezate față de miez. Distanța h_s între cele două părți determină poziția șuntului față de miez, putînd fi variată cu ajutorul unui șurub fără sfîrșit. O placă gradată în amperi și montată pe șunt arată poziția șuntului. Tabela 1 dă valorile lui h_s în funcțiune de gradațiile plăcii indicatoare.

Tabela 1

Distanța h_s în funcție de gradațiile plăcii indicatoare

Notații, A	60	100	150	250	350	500
h_s, mm	10	33	60	102	137	196

Fig. 2 arată dimensiunile circuitului magnetic. Miezul ca și șuntul sînt realizate din tole izolate cu hîrtie. La izolația cu hîrtie coeficientul de

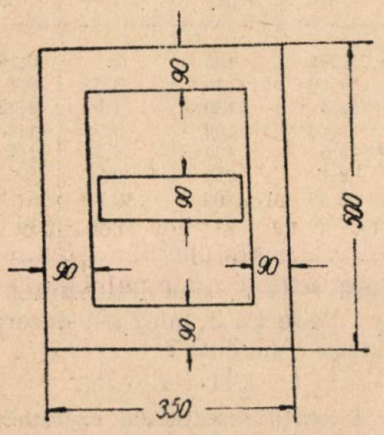


Fig. 2

umplere este $k_u = 0{,}9$, și acestui coeficient îi corespund următoarele date pentru miez și șunt:

volumul miezului $V_m = 19{,}3.10^3$ cm³;
volumul șuntului $V_s = 2 \cdot 1{,}23 \cdot 10^3$ cm³;
secțiunea utilă a miezului $F_m = 130$ cm²;
secțiunea utilă a șuntului $F_s = 2 \cdot 65$ cm²;
greutatea miezului $G_m = 135$ kgf;
greutatea șuntului $G_s = 2 \cdot 10$ kgf.

b) *Înfășurările.* Bobinele primare și secundare au formă de discuri și înfășurarea primară este separată de cea secundară de șuntul magnetic. Sînt 8 bobine primare, cîte patru pe fiecare coloană și 4 bobine secundare, cîte două pe fiecare coloană.

Bobinele sînt făcute din bandă de cupru, înfășurate pe un singur rînd. Pentru alimentarea la priza de 380 V s-au măsurat următoarele date:

$$R_1 = 0{,}036; \quad n_1 = 102 \text{ spire}; \qquad (3)$$
$$R_2 = 0{,}00144; \quad n_2 = 20 \text{ spire}.$$

Rezistențele ohmice au fost măsurate la $\delta = 20$ °C.

Menționăm că măsurătorile s-au făcut alimentînd transformatorul la priza de 380 V cu tensiune de 310 V și frecvența de 42 Hz.

8. Proba de mers în gol. Schema de montaj folosită pentru proba de mers în gol este arătată în fig. 3. Notațiile introduse au semnificațiile următoare:

T_s — transformatorul de sudură încercat;
T_i — transformator de curent 100/50/15 A la 5 A;
R — rezistență pentru reglarea tensiunii;
A — ampermetru de 5 A pentru curentul de mers în gol I_{01};
W — wattmetru 360 V și 5 A pentru determinarea pierderilor la mers în gol P_0;
V_1 — voltmetru de 360 V pentru tensiunea primară U_1;
V_2 — voltmetru de 60 V pentru tensiunea secundară de mers în gol U_{20};
V_3, V_4 și V_5 — voltmetre de 60/300 mV sau 6 V pentru a măsura tensiunile de spiră U_{2m}, U_s respectiv U_m în diferitele părți ale circuitului magnetic.

Rezultatele măsurătorilor se văd în tabela 2. Din această probă se constată următoarele:

a) U_{20} depinde de h_s, crescînd pentru pozițiile șuntului ce corespund curenților de sudare

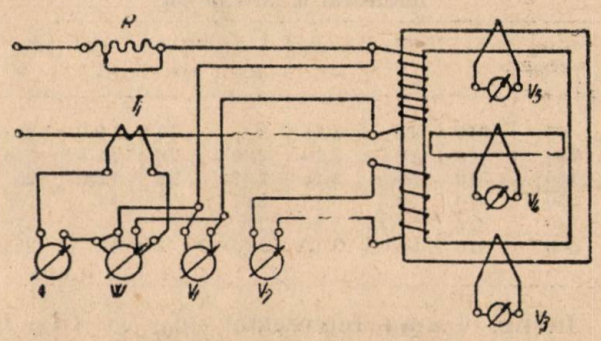


Fig. 3

mari. Curba $U_{20} = f(h_s)$ se vede în fig. 4. Variația totală este 8 V pe 186 mm variație a poziției șuntului.

b) Variația lui U_{20} cu h_s se datorește fluxului magnetic care se închide prin șunt la h_s mic. Fluxul care trece prin șunt este măsurat de U_s și se constată că scade repede cu creșterea lui h_s, așa cum rezultă și din fig. 5 în care se arată $U_s = f(h_s)$.

c) La poziția 500 a șuntului se poate considera că întreg fluxul se închide numai prin miez,

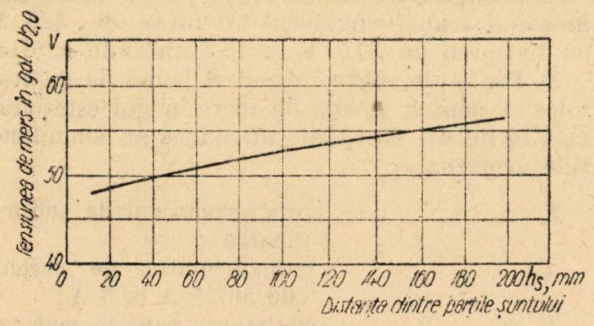


Fig. 4

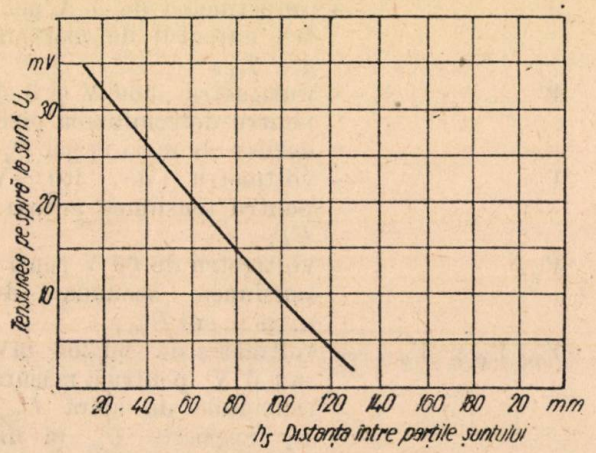


Fig. 5

deoarece $U_s = 0$ pentru poziția 500 iar fluxul care se închide prin aer, reprezentat de diferența $U_m - U_{2m}$, este de numai 6,35% din fluxul total.

Tabela 2

Încercarea la mers în gol

Poziția șuntului	U_1 V	U_{20} V	U_{1m} V	U_{2m} mV	U_5 mV	I_{10} A	P_a W
60	310	48	3,15	2,4	35	11	225
100	310	49	3,15	2,46	28	11,5	240
150	310	50,5	3,15	2,52	21	12,5	255
250	310	52,5	3,15	2,67	8	14	263
350	310	54,8	3,15	2,6	—	15	270
500	310	56	3,15	2,95	—	16	298

In fig. 6 s-au reprezentat U_m și U_{2m} în funcție de h_s. Se constată o creștere liniară a lui U_{2m} cu creșterea lui h_s.

In baza faptului că la poziția 500 a șuntului se poate considera că întreg fluxul se închide prin miez s-a trecut la determinarea curbei pierderilor specifice $p_s = f(B_m)$. Pentru aceasta rezistența R, care la proba de mers în gol era scurtcircuitată, s-a introdus și s-a variat tensiunea de alimentare. S-au făcut citirile conform indicațiilor date la punctul 5. Rezultatele citirilor se văd în tabela 3, în care s-au calculat și pierderile în cupru $I_{10}^2 \cdot R$, care s-au scăzut din pierderile P_0, pentru a avea numai pierderile în fier. Nu

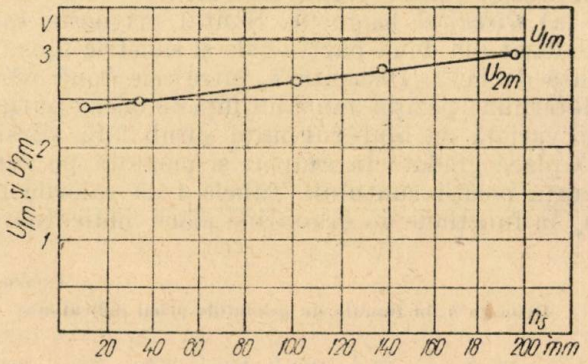


Fig. 6

se constată însă diferențe sensibile între P_0 și P_f.

Tabela 3

Determinarea pierderilor specifice (poziția șuntului 500)

U_{1m} V	U_{2m} V	P_0 W	I_0 A	$I_0^2 R_1$ W	P_f W
1,92	1,92	105	2	0,144	105
2,16	2,16	130	3,3	0,4	130
2,3	2,3	150	4,5	0,72	150
2,44	2,42	160	5,7	1,2	158,8
2,52	2,5	170	6,5	1,5	168,5
2,76	2,7	216	9	3	213
2,98	2,88	260	12	5	255
3,15	2,95	315	15,6	8	307

Raportînd P_f la G_m s-au determinat pierderile specifice p_s. Inducția în miez s-a determinat din U_m cu relația cunoscută :

$$U_m = 4{,}44 \cdot f \cdot F_m \cdot B_m. \qquad (4)$$

Tabela 4 arată rezultatele calculelor, iar în fig. 7 este trasată curba pierderilor specifice

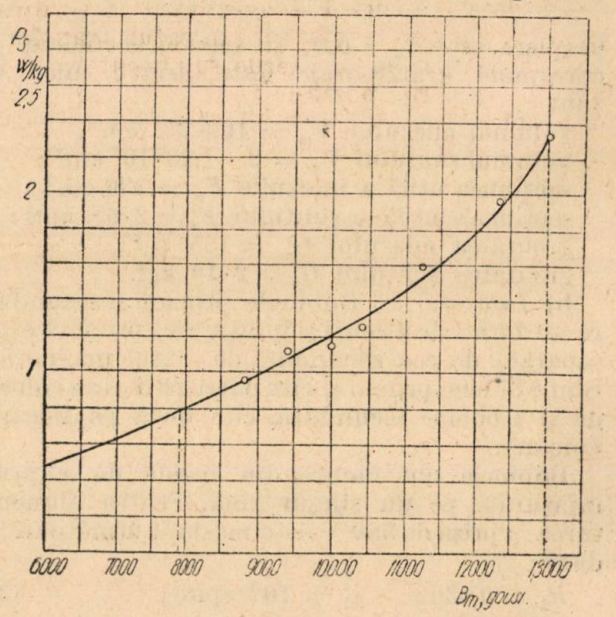


Fig. 7

Curba pierderilor specifice *Tabela 4*

B_m gauși	7,900	8 870	9 460	10 000	10 350	11 250	11 350	13 000
P_s W/kg	0,778	0,955	1,11	1,18	1,27	1,6	1,94	2,33

pentru transformatorul încercat. Se constată că tola din care este construit miezul este de calitate bună avînd la 10 000 gauși pierderi specifice în fier de 1,18 W/kgf.

Incercarea la scurtcircuit *Tabela 5*

Poziția șuntului	U_{1m} V	U_s V	I_{1sc} A	I_{2sc} A	P_{sc} W
60	3	1,2	30	165	375
100	3,05	1,1	36	198	595
150	3,05	1,04	45	250	1 000
250	3,1	0,83	75	425	2 250
350	3,13	0,62	104	570	3 300
500	3,15	0,44	136	750	4 800

9. Proba de mers în scurtcircuit. Schema de montaj folosită la proba de scurtcircuit este asemănătoare cu aceea de la mersul în gol cu observarea că bobina secundară a fost legată în scurtcircuit. Datele obținute la încercare se văd în tabela 5. Din proba de scurtcircuit se constată următoarele :

a) La șunt introdus (poziția 60) fluxul se închide prin șunt în proporție de 80% și prin bobinele primare în proporție de 20%. Adică se verifică ipotezele de la punctul 3.

b) Pe măsură ce șuntul este scos, fluxul ce trece prin șunt scade.

Folosind metodele indicate la punctele 3 și 5 s-au determinat pierderile în cupru și coeficienții K_{1r} și K_{2r}.

Datele calculelor se văd în tabela 6.

Din datele tabelei 6 se constată că se verifică ideea că K_{2r} are un maxim. In cazul transformatorului încercat pierderile suplimentare sînt maxime pentru poziția 250 a șuntului. Se constată că pierderile în fier la scurtcircuit sînt mai mici decît la mersul în gol și practic nu depind de poziția șuntului magnetic.

In urma măsurătorilor și calculelor făcute se pot trage o serie de concluzii atît asupra funcționării în general a transformatorilor cu șunt

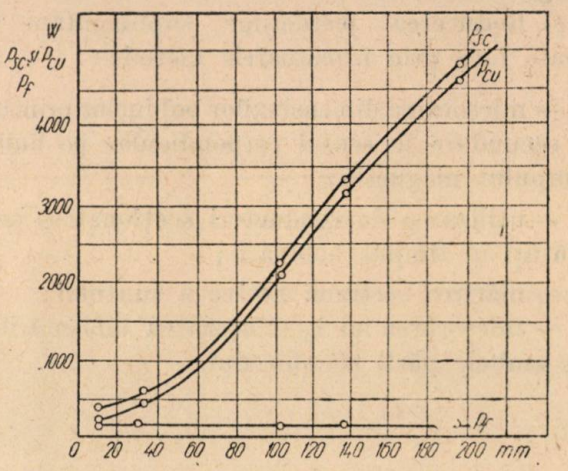


Fig. 8

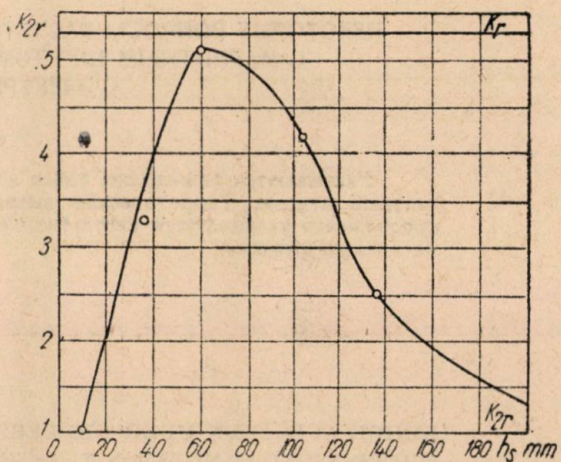


Fig. 9

magnetic, cît și asupra transformatorului încercat.

Concluzii

a) Toate considerațiile teoretice făcute se verifică experimental astfel că este bine să se observe aceste puncte de vedere arătate în calculul, construcția și încercarea transformatorului cu șunt magnetic.

Tabela 6

Determinarea pierderilor în cupru

Poziția șuntului	P_s W	B_m gauși	P_s W/kg	P_{fm} W	B_s gauși	P_s W/kg	P_{fs} W	P_f W	P_{cu} W	K_{1r}	K_{2r}
60	375	12 400	1,95	131	9 900	1,2	24	154	221	5,25	1
100	595	12 600	2,1	142	9 100	1	20	162	433	5,25	3,34
150	1 000	12 600	2,15	142	8 600	0,95	19	161	839	5,25	5,59
250	2 250	12 750	2,15	145	6 850	0,6	12	157	2 093	5,25	4,2
350	3 300	12 900	2,26	153	4 000	0,3	6	159	3 141	5,25	2,5
500	4 800	13 000	2,83	157	3 000	0,1	2	159	4 641	5,25	1,34

In fig. 8 s-au reprezentat P_{sc}, P_{cu} și P_f în funcție de h_s, iar în fig. 9 K_{1r} și K_{2r} în funcție de h_s.

b) Transformatorul nu respectă condiţiile de încălzire din cauza pierderilor suplimentare exagerat de mari.

c) Reducerea pierderilor suplimentare se poate face prin următoarele metode :

— micşorarea dimensiunilor bobinelor primare şi secundare în sensul perpendicular pe liniile cîmpului magnetic ;

— utilizarea de conductori secţionaţi şi permutaţi în timpul bobinării ;

— mărirea secţiunii active a şuntului ;

— micşorarea lui h_s şi aşezarea înfăşurărilor pe ambele părţi ale şuntului.

d) Variaţia lui U_{20} în funcţiune de h_s trebuie redusă şi anume prin mărirea întrefierului între şuntul magnetic şi miezul de oţel.

Bibliografie

Paton E. O. şi *Lebedeev V. K.* : Elementi rascietov tepe i aparatov peremenovotoca dlia dugovoi svarci, Ac. Ucraina S.S.R., 1953.

Rabinovici I. Ia. : Primenenie svarocinik transformatorov, Ed. pentru arhitectură, Moscova, 1954.

Nikitin V. P. : Energetike charakteristiky procesu a zdroje pre oblukove zvaranie striedavym prudom, Zvaracsky sbornik IV, 1955, Bratislava

★

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ РАСЧЁТА И ИСПЫТАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА С МАГНИТНЫМ ШУНТОМ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО ПРИ СВАРКЕ С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГОЙ

Резюме

Указываются важнейшие точки зрения в связи с работой трансформатора с магнитным шунтом. Теоретические выводы проверяются экспериментальным путем. В продолжении указываются результаты измерений, сделанных над трансформатором с магнитным шунтом.

★

EINIGE AUFGABEN ÜBER DIE BERECHNUNG UND PRÜFUNG DES FÜR BOGENSCHWEISSUNG BENUTZTEN TRANSFORMATORS MIT MAGNETISCHEM NEBENSCHLUSS

Zusammenfassung.

Es werden einige wichtige Gesichtspunkte in Verbindung mit dem Betrieb des Transformators mit magnetischem Nebenschluss vorgezeigt. Die Theoretischen Schlussfolgerungen werden experimentell geprüft. Es werden sodann die Messergebnisse eines Transformators mit magnetischem Nebenschluss vorgezeigt.

Elemente de calcul pentru redresorii de putere

Reglajul tensiunii și curentului

Ing. GH. HORTOPAN
Laureat al Premiului de Stat

621.314.65.072.112

Se indică metodele de comandă a grilei la redresorul de tip tiratron. Se analizează elementele sinusoidale și prin impulsuri. Se descrie o schemă pentru reglajul automat a tensiunii și se insistă asupra unei scheme prevăzute cu reglajul automat al caracteristicii externe, schemă experimentată de autor. Sînt arătate rezultatele experimentale bune, obținute cu această schemă.

Folosirea redresorilor de putere este cunoscută de mult ca fiind avantajoasă în anumite ramuri ale industriei. Astfel, redresorii cu vapori de mercur servesc de timp îndelungat în scopuri de electroliză și tracțiune electrică. In ultimii ani noi ramuri ale industriei au început să fie deservite de redresori de putere. Astfel citām :

— redresorii cu vapori de mercur folosiți în instalațiile de laminoare, care asigură menținerea constantă a vitezei motoarelor cu o abatere de maximum 1‰ [1,2];

— redresorii de mare putere de tip tiratron folosiți în instalațiile chimice pentru alimentarea cuptoarelor cu arc electric [3];

— redresorii de tip tiratron pentru alimentarea, în reglaj continuu, a lămpilor de iluminat [4];

— redesorii de tip ignitron folosiți ca întrerupători pentru aparatele de sudură electrică după program [5];

— redresorii mecanici folosiți în domeniul tensiunilor mici și curenților intensi în electroliză [6].

Studiul de față are ca scop de a indica principii de reglaj pentru tensiune și curent la redresorii de putere de tip tiratron, care au cele mai largi posibilități în acest domeniu. Pe lîngă noțiuni cu caracter general privind metode pentru comanda prin grilă a redresorilor de tip tiratron se indică și o schemă propusă și experimentată de autor, pentru obținerea, prin reglaj automat a unei caracteristici externe de tip special. Se insistă asupra ideilor principiale de funcțioare, iar pentru calculație se dau indicații bibliografice.

1. Caracteristica de funcționare

Presupunem cunoscută teoria electronică de funcționare a tiratronului [7]. Ne referim la caracteristica de funcționare din fig. 1, care indică pentru un tub (TQ7, BBC) tensiunea de aprindere (blocaj) a grilei, (V_{ga}) în funcție de tensiunea anodică (V_a). Este evident că această caracteristică este funcție dc presiunea vaporilor de mercur din interiorul tubului și prin urmare de temperatura mediului ambiant. In fig. 1 sînt indicate două curbe caracteristice : pentru temperatura de + 40°C și pentru temperatura de + 55°C. Pentru a stabili conducția în tubul tiratron este suficient, pentru tensiuni anodice pozitive, să se depășească tensiunea de blocaj respectivă a grilei. Porțiunea indicată din fig. 1 reprezintă regiunea de blocaj pentru temperatura de +40°C.

Redresorul cu vapori de mercur cu electrod pentru întreținerea arcului, are practic același tip de caracteristică de aprindere ca și tiratronul cu catodă încălzită electric.

2. Metode pentru comanda grilei

Pentru comanda grilei se folosesc tensiuni sinusoidale și impulsuri.

2.1. *Comanda sinusoidală*

2·1.1 Comanda cu tensiune de grilă continuă suprapusă peste tensiunea sinusoidală. Fig. 2 indică schema de principiu pentru un astfel de montaj, cu aplicație la un redresor trifazat. Se constată că tensiunea grilei față de catodă rezultă din consumarea tensiunii alternative V_{g1} cu tensiunea continuă V_{g2} Intîrzierea produsă asupra conducției tubului este α_1 și depinde de mărimea tensiunii continue V_{g2}. Din punct de vedere practic, se poate conta în acest montaj pe o întîrziere maximă de $\alpha_1 = 50°$. În cazul cînd tensiunea continuă V_{g2} este nulă există o mică întîrziere în conducțiune α_0 de cîteva grade. Pentru a face eficace reglajul prin grilă este necesar să existe, în cazul schemelor bifazate, hexafazate, dodecafazate, o defazare α_2 între tensiunea anodică și tensiunea de grilă. In cazul redresării unei alternanțe sau a ambelor alternanțe în schema monofazată și bifazată, acest lucru nu este necesar.

S-a arătat într-o lucrare anterioară [8] că pentru a reduce tensiunea medie redresată la zero este nevoie de o întîrziere în conducție de $\alpha_{max} = \frac{\pi}{2}$. Din acest punct de vedere reglajul cu tensiunea continuă nu este satisfăcător. După o schemă propusă și aplicată de autor (fig. 3), acest tip de reglaj prin grilă se extinde pînă la $\alpha = 100°$. Tensiunea continuă V_g, care deplasează potențialul grilei față de catodă se

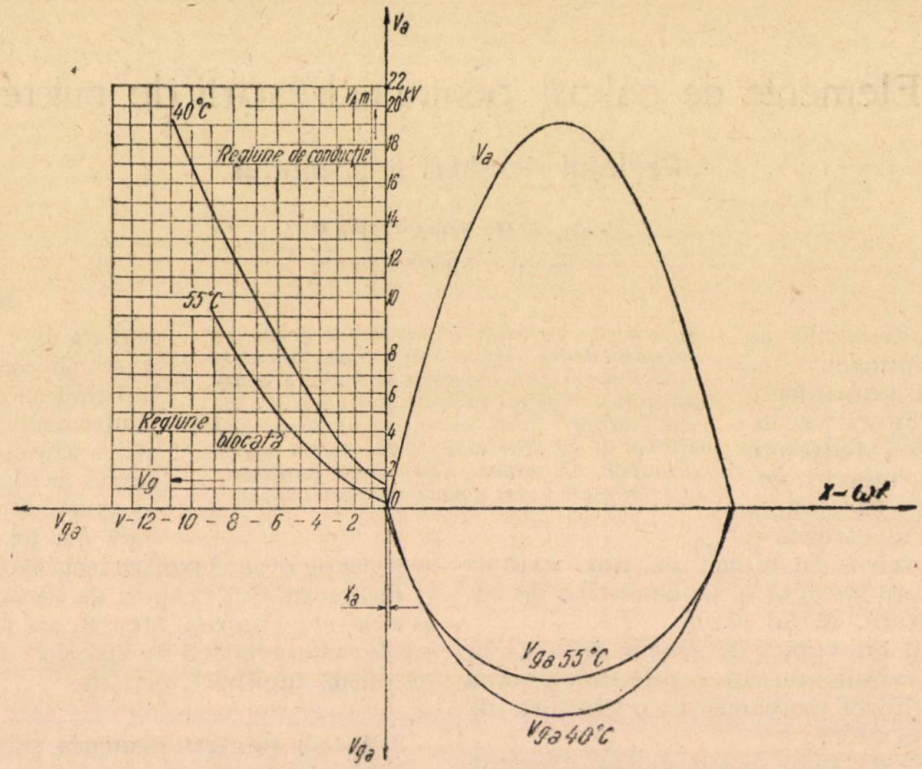


Fig. 1. Caracteristica de funcționare pentru tiratron (*TQ 7*)

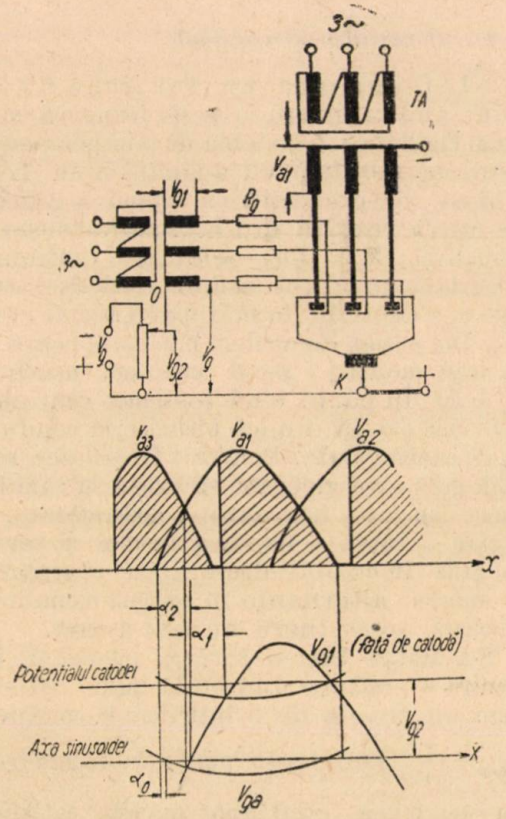


Fig. 2. Comanda prin grilă cu ajutorul tensiunii de curent continuu.

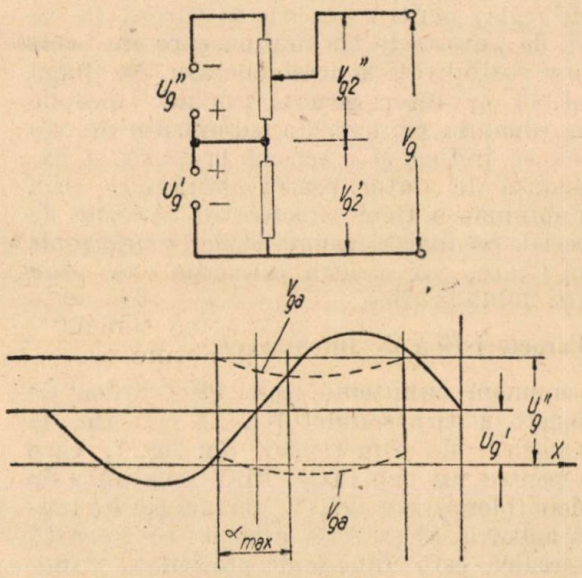


Fig. 3. Extinderea comenzii cu tensiune de curent continuu pînă la 100°.

compune din două tensiuni : V'_g și V''_g, conectate în contraserie. Pentru a realiza întîrzierea menționată (de circa 100°) este necesar ca tensiunea surselor să fie : $U''_g \approx 2U'_g$.

2.1.2. Comanda prin defazarea tensiunii alternative aplicate grilei. Diagramele tensiunilor de g ilă și anodică sînt indicate în fig. 4. Prin defazarea tensiunii V_g se obține tensiunea V'_g care produce o întîrziere în conducțiunea tubului. Acest fel de reglaj se poate extinde la $\alpha_{max} = 180°$ și din această cauză se poate extinde cu succes la scheme, care prevăd redresarea unei alternanțe sau a ambelor alternanțe, într-un sistem monofazat.

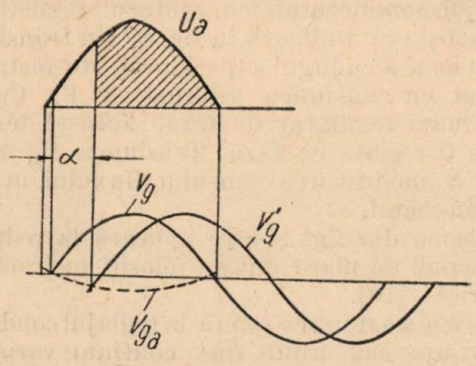


Fig. 4. Comanda prin grilă cu ajutorul defazării tensiunii de curent alternativ.

Defazarea tensiunii alternative aplicate grilei se realizează prin cîteva metode :

Cu ajutorul unui regulator de fază. Se obține astfel schema din fig. 2, din care se elimină sursa de curent continuu U_g și se conectează direct neutrul O al regulatorului de fază *RF* cu catoda *K* a redresorului. Defazarea tensiunii de grilă se obține prin rotația rotorului regulatorului de fază.

Cu ajutorul unei punți R.C. In fig. 5 s-a indicat schema și diagramele vectoriale ale tensiunilor de grilă și anodă pentru un asemenea montaj. Reglajul se obține cu ajutorul rezistenței variabile *R*.

Rezultate bune se obțin [9] pentru :
$R = 10 — 20$ kΩ și $C = 0{,}1—0{,}2$ μF.

Se recomandă ca raportul între tensiunea anodică și cea de grilă să fie de ordinul 5—6.

Cu ajutorul unei punți L. C. In fig. 6 se indică schema și diagramele vectoriale ale tensiunilor de grilă și anodă, defazarea se obține prin variația inductanței bobinei *L*, prin premagnetizare. Reglajul se obține acționînd asupra rezistenței R_1, care modifică curentul de premagnetizare al bobinei *L*. Pentru o premagnetizare intensă, inductanța bobinei scade substanțial, întrucît miezul de fier al bobinei se saturează. Un reglaj suplimentar se obține și prin modificarea valorii rezistenței *R*.

Reglajele prin tensiune continuă variabilă sau *tensiune alternativă variabilă*, deși posibile, nu sînt folosite în mod curent, din cauza limitării domeniului de reglaj (maximum 50°) și a intersecției mai puțin nete între caracteristica de aprindere și tensiunea de grilă.

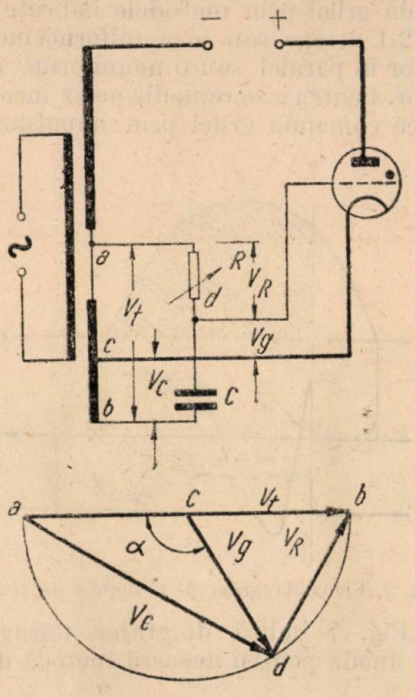


Fig. 5. Reglajul defazării cu ajutorul punții *R C*.

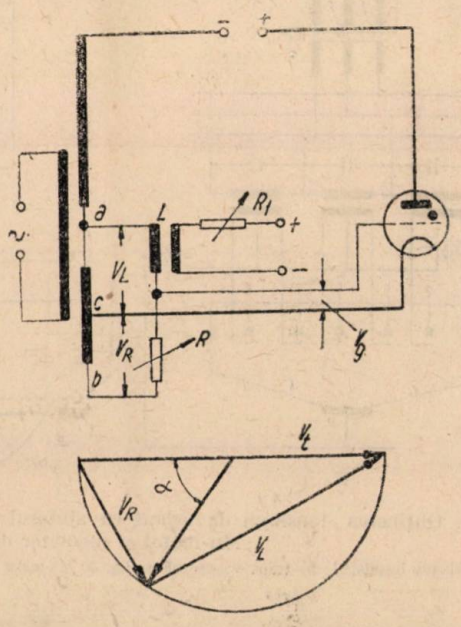


Fig. 6. Reglajul defazării cu ajutorul punții *L,C*.

2.2. *Comanda prin impulsuri*

In fig. 1 s-a arătat că temperatura mediului ambiant produce modificarea caracteristicii de aprindere V_{ga}. La un redresor cu mai multe anode în paralel, sau la un redresor cu multe

faze, temperatura mercurului condensat poate diferi în funcție de condițiile locale de ventilație. Comanda grilei prin metodele indicate la paragraful 2.1 atrage sau o neuniformă încărcare a tuburilor în paralel sau o neuniformă încărcare a fazelor. Pentru a se remedia acest inconvenient se aplică comanda grilei prin impulsuri de tensiune. Fig. 7 indică diagrama tensiunilor de grilă și anodă pentru această metodă de reglaj.

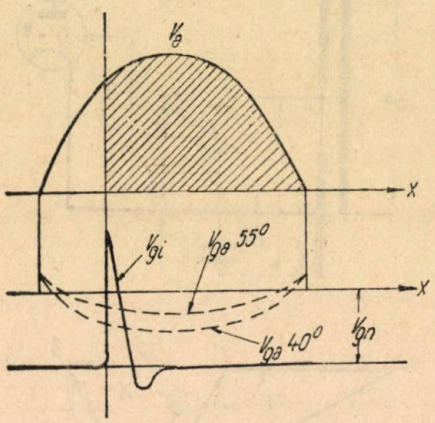


Fig. 7. Comanda grilei prin impuls de tensiune.

Peste o tensiune de negativare V_{gn} constantă se aplică o tensiune pozitivă de impuls cu front înalt. In acest fel se elimină influența caracteristicii de aprindere asupra momentului de aprindere. Producerea tensiunii de impuls pozitivă care se aplică grilei se realizează prin cîteva procedee și anume :

2.2.1. Transformator cu jug de Mu-metal saturat. Acesta este realizat în două variante. Prima variantă se referă la reglajul conducțiunii cu ajutorul regulatorului de fază și este indicată în fig. 8. Un transformator în manta cu jugul superior din Mu-metal, este excitat cu tensiunea alternativă V_g. Cu ajutorul unui regulator de fază, această tensiune poate fi reglată ca fază. Tensiunea V_{g1} se produce la modificarea sensului fluxului în jugul de Mu-metal.

Schema din fig. 8 este aplicată la redresorii industriali de mare putere folosiți în tracțiunea electrică [10].

Varianta a doua se referă la reglajul conducțiunii cu ajutorul unui flux continuu variabil ca semn și mărime. Schema corespunzătoare este indicată în fig. 9. Pe un transformator cu dispersie mare, există trei înfășurări, una de excitație în curent alternativ V_1 și două înfășurări de premagnetizare în curent continuu. Infășurarea de premagnetizare V_2 produce un flux de sens contrar și de valoare maximă dublă ca înfășurarea V_3. Prin reglajul între valoarea zero și maximă a curentului care străbate înfășurarea V_2 se trece de la o premagnetizare pozitivă la premagnetizarea negativă.

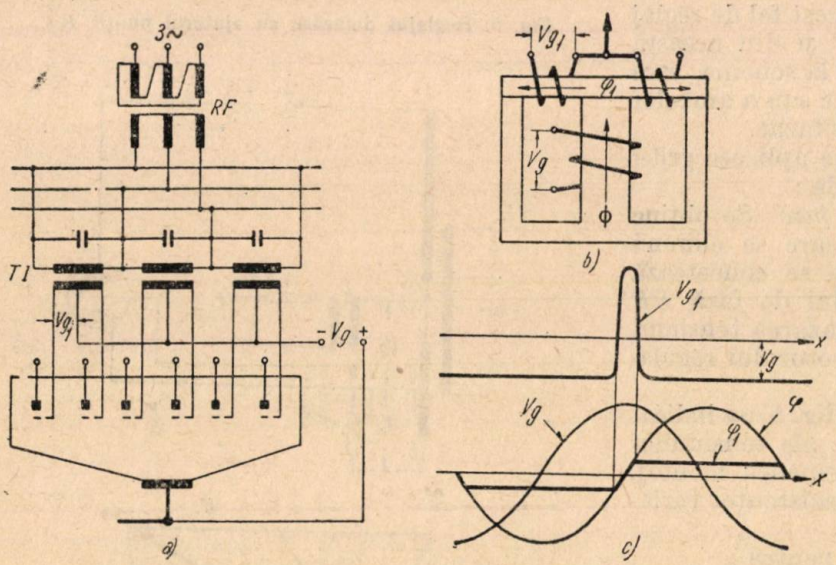


Fig. 8. Obținerea tensiunii de impuls cu ajutorul unui transformator cu jug de Mu-metal și regulator de fază :
a—schema instalației ; b—transformatorul cu jug de Mu-metal ; c—diagramele pentru fluxuri și tensiuni.

Din cauza saturației jugului de Mu-metal, rezultă închiderea fluxului de dispersie Φ_d parțial prin întrefierul coloanei mijlocii a transformatorului. Tensiunea de impuls produsă V_{g1} se înseriază cu tensiunea de prenegativare V_g a grilei de comandă. Prin acest reglaj se asigură un unghi de întîrziere de $\alpha_{max}=100°$.

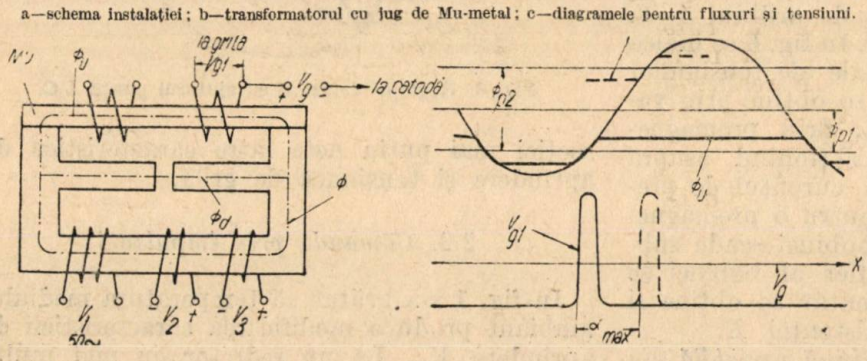


Fig. 9. Obținerea tensiunii de impuls, cu ajutorul unui transformator cu jug de Mu-metal și excitație în curent continuu.

2.2.2. Bobina de miez de Mu-metal Fig. 10 indică schema electrică și diagrama tensiunilor de grilă pentru acest reglaj. Bobina L, prin premagnetizare își modifică inductanța și deci reactanța. In momentul saturației bobinei L, întreaga tensiune alternativă V_a trece brusc de la bobină, la rezistența R. Astfel tensiunea de impuls

V_{g1} are forma unei sinusoide tăiate. Domeniul de reglaj este relativ redus și anume de circa 40°.

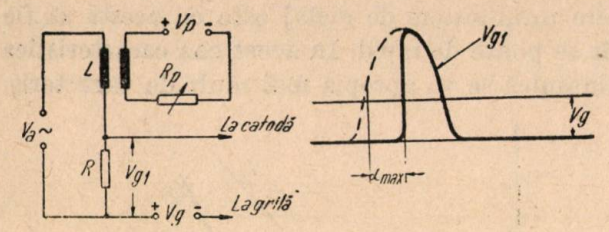


Fig. 10. Obținerea tensiunii de impuls cu ajutorul unei bobine cu miez de Mu-metal.

2.2.3. Tiratron auxiliar. Schema comenzii prin tiratron auxiliar este indicată în fig. 11. Pentru simplificare, s-a admis caracteristica de aprindere a tiratronului liniară și suprapusă peste axa absciselor. In acest caz, conducția tiratronului are loc în momentul cînd tensiunea alternativă sinusoidală V_g are valoarea zero. Curentul în tiratron se stabilește practic instantaneu, deoarece timpul propriu de ionizare al unui tiratron este de ordinul 10μs. Se produce astfel în secundarul transformatorului de impuls o tensiune V_i cu panta mare. Reglajul momentului aprinderii se realizează prin defazarea fazei tensiunii V_g cu ajutorul unui regulator de fază conectat în primarul transformatorului T_g. Cu ajutorul unei astfel de comenzi se pot obține întîrzieri în aprinderea tiratronului pînă la $\alpha_{max} = 180°$.

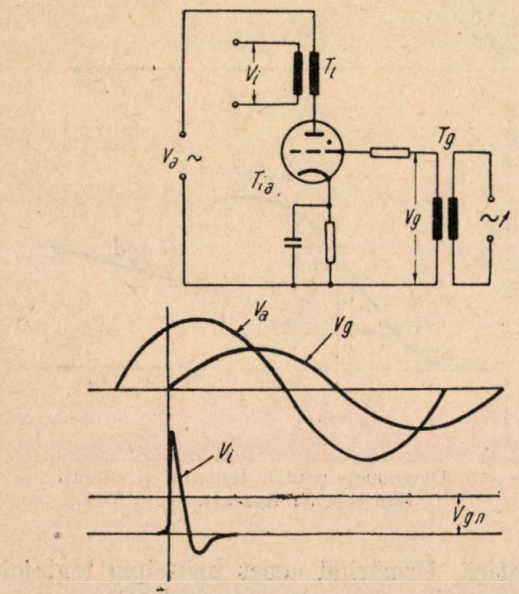


Fig. 11. Obținerea tensiunii de impuls cu ajutorul unui tiratron auxiliar.

3. Scheme folosite pentru reglaj

Majoritatea instalațiilor de redresare recente sînt prevăzute cu dispozitive de reglaj automate. Se vor descrie cîteva scheme de acest tip.

Schema normală [11] pentru un sistem cu reglaj automat este indicată în fig. 12, în care se poate urmări atît nomenclatura schemei de reglaj cît și funcțiunile elementelor din schemă. Se observă că mărimea reglată este măsurată și amplificată, obținîndu-se o valoare existentă, care se compară cu o valoare de stabilit spre care tinde valoarea existentă. Valoarea de stabilit este produsă de un dispozitiv special, care de cele mai multe ori este o sursă de curent continuu stabilizată, dar reglabilă.

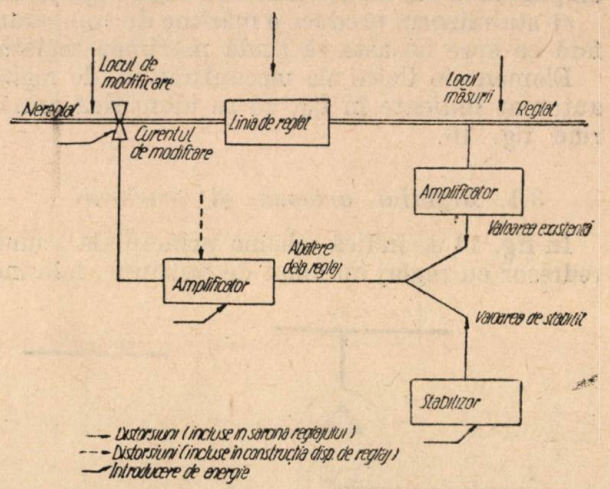


Fig. 12. Principiul reglajului automat în circuit închis.

Prin compararea valorilor existente și de stabilit rezultă o abatere, care prin intermediul unui amplificator acționează în locul de modificare al fluxului de energie. Această schemă este valabilă în majoritatea cazurilor. Astfel se poate urmări acest proces de reglaj la capitolul 3.1. Reglajul automat al tensiunii. In unele cazuri schema indicată în fig. 12 nu este respectată întocmai. Acesta este cazul dispozitivului privind reglajul automat al caracteristicii externe, caz descris la capitolul 4 și indicat principial în fig. 16. Față de schema clasică (fig. 12) în schema din fig. 13 există următoarele abateri :

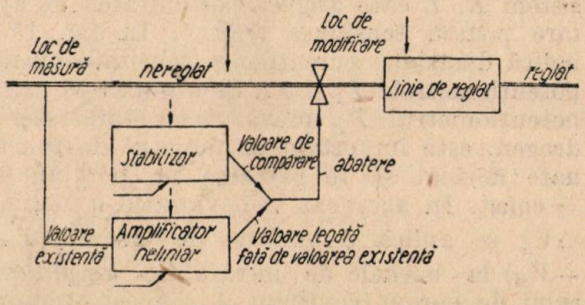


Fig. 13. Principiul reglajului în circuit închis, experimentat

a) măsura se execută asupra mărimii nereglate, care însă variază în același sens cu mărimea reglată (curentul alternativ, din primarul transformatorului, față de curentul mediu redresat) ;

b) amplificatorul valorii existente este neliniar; amplificarea decurge conform legii reglajului;

c) stabilizorul produce o mărime de comparat, fără ca spre aceasta să tindă mărimea reglată.

Elementele fizice ale mecanismului de reglaj automat indicate în fig. 13 se identifică urmărind fig. 16.

3.1. *Reglajul automat al tensiunii.*

In fig. 14 se indică schema principială a unui redresor cu reglaj automat de tensiune, folosind

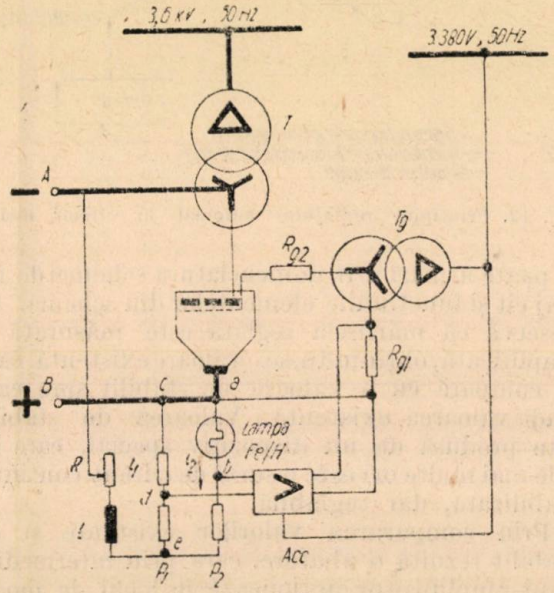


Fig. 14. Schemă pentru reglajul automat al tensiunii.

în acest scop caracteristica curent-tensiune, neliniară a unui fir de fier în mediu de hidrogen [12]. Tensiunea de reacție este luată de la bornele de ieșire A,B și se aplică unui sistem de două potențiometre P_1, P_2, prin intermediul unui sistem R, L care asigură posibilitatea de ajustare pentru tensiunea reglată. In fig. 15 se indică diagrama curenților și tensiunilor pentru potențiometrele P_1 și P_2. Se observă că pentru potențiometrul P_2, prevăzut cu lampa fier-hidrogen, este important ca punctul de funcționare normal să se găsească pe porțiunea i_2 = const. In acest caz la o variație a tensiunii ΔV_{ce} se aplică o variație de tensiune (V'_{cd} — $-V_{cd}$) la bornele de intrare ale amplificatorului de curent continuu A_{cc}. Acesta produce la bornele de ieșire pe rezistența R_{g1} o tensiune continuă care se suprapune peste tensiunea alternativă produsă de transformatorul auxiliar T_g. O asemenea schemă asigură un reglaj al tensiunii în limite mai mici de $\pm$ 1%.

3.2. *Reglajul automat al curentului*

Pentru reglajul unui curent constant în anumite limite se poate menține schema indicată în fig. 14, cu mențiunea că tensiunea de reacție trebuie să fie produsă de un transformator de curent continuu. Condiția care se cere unui sistem de reglaj este ca acesta să fie cît se poate de rapid. In acest caz caracteristica dinamică se va apropia mai mult de caracteris-

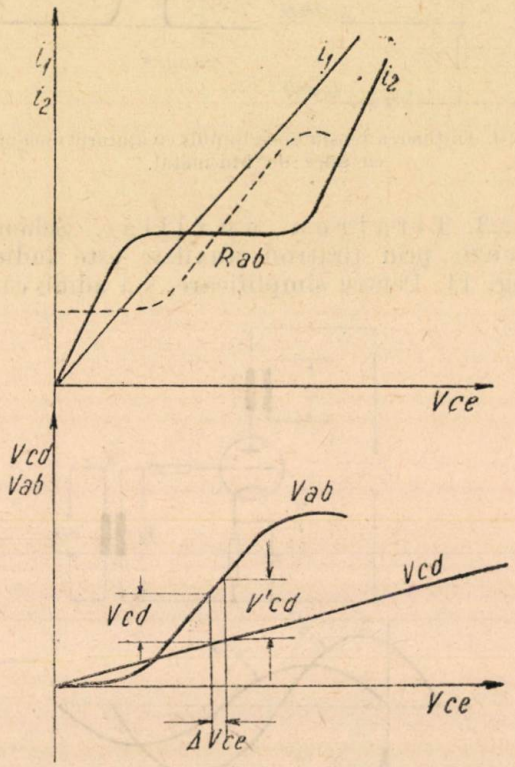


Fig. 15. Diagramele pentru tensiuni și curenți (din schema fig. 14).

tica statică. Urmărind acest principiu reglajele pur electronice sînt cele mai indicate.

4. Reglajul automat al caracteristicii externe

Se descrie un astfel de reglaj, preconizat și aplicat de autor, la un redresor de putere, a cărui sarcină o constituie un arc electric într-un curent de gaze. Se știe că pentru obținerea unei bune stabilități a arcului electric trebuie ca să existe o intersecție a caracteristicii arcului cu caracteristica externă a redresorului, după un unghi cît mai apropiat de 90°. O astfel de caracteristică s-a obținut adoptînd schema din fig. 16 care se referă la reglajul redresorului menționat.

Tensiunea de reacție este obținută de la un sistem de trei transformatori de curent (T_r) conectați în stea, care produc în secundar o tensiune proporțională cu curentul din primar. Tensiunea alternativă trifazată, astfel obținută, se aplică unui redresor R_r, la ieșirea căruia se obține o tensiune în curent continuu. Această tensiune este aplicată, după curba din fig. 17, cu ajutorul amplificatorului de curent continuu

A_n *) prevăzut cu tensiune de blocaj variabilă. In fig. 17 s-au trasat pentru amplificatorul men-

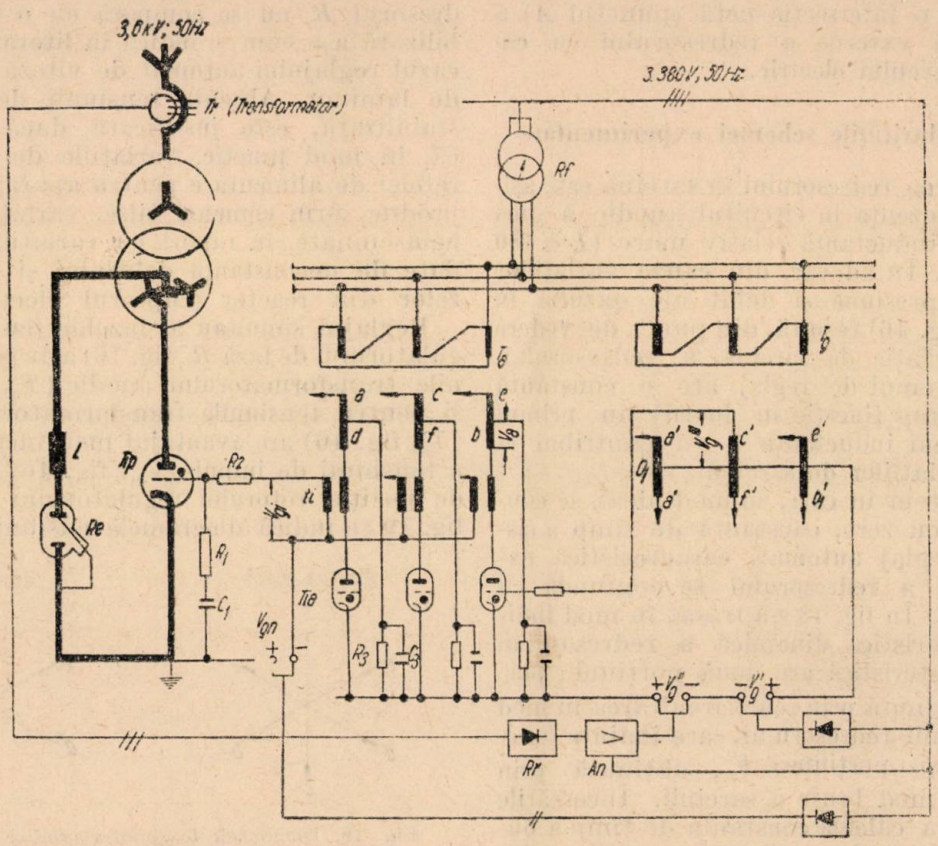


Fig. 16. Schema pentru reglajul automat al caracteristicii externe la un redresor de putere.

ţionat, trei curbe b_1, b_2, b_3, corespunzînd la trei tensiuni de blocaj. Tensiunea de ieşire V_g'' a amplificatorului A_n se conectează în serie cu tensiunea V_g' de pozitivarea grilei tiratronului AEG S 1/3 II şi cu tensiunea V_g''' dată de

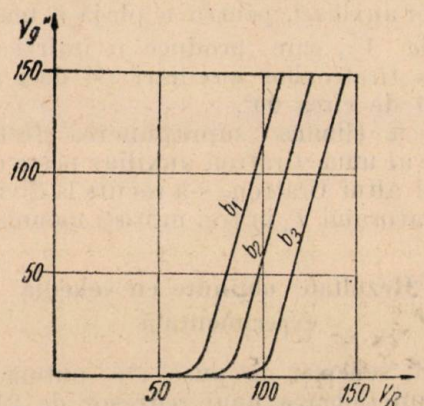


Fig. 17. Carcteristica amplificatorului neliniar.

secundarul transformatorului T_g. Diagrama de însumare a acestor tensiuni este indicată în fig. 3. Creşterea curentului în primar este însoţită astfel, de o întîrziere în comanda de conducţie a tiratronilor auxiliari T_{ia}. Comanda de conducţie a tiratronului principal (TQ 7) se realizează prin impuls, cu ajutorul transformatorilor de impuls T_i, conform cu principiul

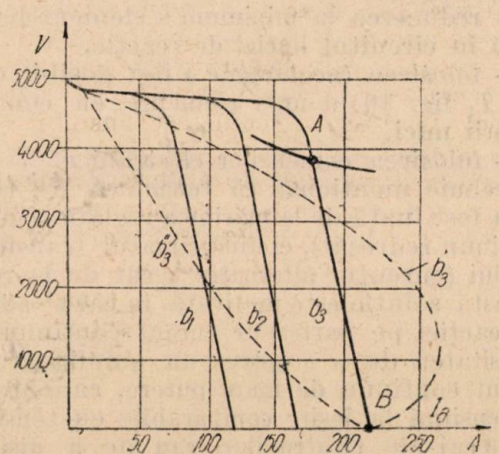


Fig. 18. Caracteristicile externe statică şi dinamică, a redresorului automatizat.

indicat în fig. 11. Intîrzierea obţinută astfel asupra conducţiunii tuburilor TQ 7 este de maximum 90° electric, cînd curentul redresat variază între limitele 80% şi 100% din curentul

*) Acest amplificator a fost proiectat şi construit de Ing. *M. Hăngănuţiu* (ICECHIM).

nominal. In acest fel se obține caracteristica externă statică a redresorului indicată în fig. 18. care asigură o intersecție netă (punctul A) a caracteristicii externe a redresorului cu caracteristica arcului electric.

5. Particularitățile schemei experimentate

Funcționarea redresorului în sarcină este asigurată de prezența în circuitul anodic a unei bobine cu o inductanță relativ mare ($L = 180$ mH, fig. 14). În adevăr, din cauza variațiilor inerente de presiune și debit ale gazului în cuptor (R_e, fig. 16) rezultă, din punct de vedere electric o variație de sarcină a redresorului. Deoarece sistemul de reglaj are o constantă proprie de timp (inerție în lucru) în primul moment numai inductanța L va contribui la limitarea variațiilor de sarcină.

Într-un sistem în care, în mod ideal, se consideră egală cu zero, constantă de timp a sistemului de reglaj automat, caracteristica externă statică a redresorului se confundă cu cea dinamică. În fig. 18 s-a trasat în mod indicativ, caracteristica dinamică a redresorului. Această caracteristică are două porțiuni: porțiunea b'_3, obținută prin scurtcircuitarea în mod brusc a sarcinii redresorului, care înainte funcționa în gol și, porțiunea b''_3, obținută prin dispariția în mod brusc a sarcinii. Încercările autorului de a calcula constanta de timp a buclei de reacție nu au condus la rezultate, întrucît în această buclă intervin o serie de parametri care nu au putut fi incluși în relații matematice, în mod acceptabil.

Criteriile care au fost urmate, pentru a obține o constantă de timp cît mai mică a buclei de reacție, au fost:

— reducerea la minimum a elementelor care intră în circuitul buclei de reacție,

— folosirea (acolo unde a fost posibil, exemplu T_1 fig. 16) a unor elemente cu constante proprii mici,

— folosirea comenzilor electronice.

Trebuie menționat că tensiunea de reacție nu a fost luată de la mărimea reglată (curentul continuu redresat), ci din primarul transformatorului (curentul alternativ cerut de la rețea). Această soluție este motivată, în cazu' adoptării reacției pe partea de curent continuu, prin necesitatea de a construi un amplificator de curent continuu de mare putere, capabil de a da tensiuni la ieșire comparabile cu tensiunile de blocaj ale tiratronilor, sau de a disipa o importantă cantitate de energie pe un șunt, conectat în circuitul de curent continuu.

De mare importanță, în asigurarea stabilității, este ca amplificatorul A_u să lucreze în apropierea limitei de oscilație.

Pentru calculul tensiunii redresate, în vederea urmăririi caracteristicii externe, în funcție de unghiul de întîrziere, se poate folosi lucrarea [13].

Se observă pe schema indicată în fig. 16, că tensiunea de reacție obținută la ieșire din redresorul R_r nu se compară cu o tensiune stabilizată așa cum se indică în literatură [1,2] în cazul reglajului automat de viteză la motoarele de laminor. Absența tensiunii de comparație stabilizată, este justificată dacă se observă că, în mod practic, variațiile de tensiune ale rețelei de alimentare pentru aparatele auxiliare produc, prin comenzi false, variații de sarcină neînsemnate, în raport cu variațiile de sarcină date de neconstanța debitului și presiunii gazelor din reactor (cuptorul electric cu arc).

Reglajul simultan al fazelor (cu ajutorul regulatorului de fază R_f, fig. 16) atît pentru tensiunile transformatorului anodic (T_a, fig. 16) cît și pentru tensiunile transformatorului de grilă (T_g, fig. 16) are avantajul menținerii constantă a tensiunii de impuls (V_{gi}, fig. 16) independent de poziția rotorului regulatorului de fază. In fig. 19 se indică diagramele tensiunilor transformatorului T_a și T_g și pentru un tiratron auxiliar. Se observă că tensiunea sinusoidală de grilă V'''_g este în urmă cu 60° față de tensiunea sinusoidală anodică V_a. Această dispoziție permite obținerea unui impuls puternic, fără a folosi redresori auxiliari în circuitul anodic al tiratronilor auxiliari, pentru o plajă a tensiunii de reacție V''_g, care produce o întîrziere în amorsarea tiratronilor auxiliari (și deci și cei principali) de circa 90°.

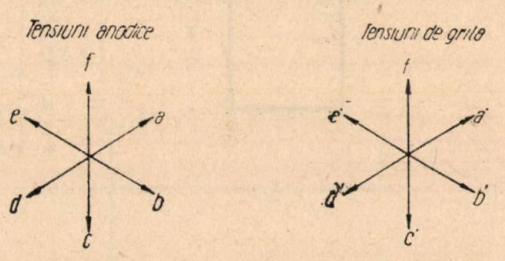


Fig. 19. Diagramele tensiunilor anodice și de grilă pentru tiratronii auxiliari din fig. 16.

Pentru a elimina suprapunerea frontului de impuls al unui tiratron auxiliar peste coada impulsului altui tiratron, s-a recurs la divizarea transformatorului T_a în trei unități monofazate.

6. Rezultate obținute cu schema experimentală

In baza schemei propuse s-a automatizat complet funcționarea unui redresor de 240 A, 3 800 V. In adevăr, demararea redresorului se face plecînd de la funcționarea în scurtcircuit cu un curent aproape de cel nominal. Prin depărtarea unui electrod auxiliar prin care se realizează scurtcircuitul, arcul electric se extinde la electrozii principali, iar redresorul își găsește automat punctul de funcționare pe caracteristica sa externă (punctul A, fig. 18).

O creştere eventual necesară a sarcinii are loc prin acţionarea regulatorului de fază (R_f, fig. 16).

Caracteristica externă predeterminată, a fost verificată pe baza funcţionării stabile a redresorului, deoarece nu a fost posibil a se construi o rezistenţă de sarcină de o putere mare (860 kW).

Factorul de putere maximum obţinut a fost de cos $\varphi = 0{,}8$ ceea ce arată o bună utilizare a tensiunii transformatorului şi o intersecţie a caracteristicii externe a redresorului în partea ei superioară cu caracteristica arcului electric.

7. Concluzii

Electronica industrială constituie nu numai un auxiliar preţios, în rezolvarea unor probleme electrotehnice complexe, dar uneori constituie chiar cheia rezolvării acestor probleme. Acesta a fost cazul problemei a cărei rezolvare a fost indicată principial la capitolul 4, unde s-a tratat reglajul automat al caracteristicii externe pentru un redresor de mare putere. Pentru obţinerea unor rezultate bune, în schema experimentală, s-au folosit comenzi electronice cu ajutorul tiratronilor. De asemenea s-a ţinut seama de natura receptorului (arc electric în flux de gaze) în vedere simplificării buclei de reglaj şi deci obţinerii unei constante minime de timp.

Bibliografie

[1] *Holters Fr*: Selbstatige Regelung mit Stromrichter, ETZ 61, 1940, caiet 23, pag. 519.

[2] *Blauenstein E.*: Le system de commande thytron, Brown Boveri 2239 F—VII—1 (11.53).

[3] *Andreev A. I.*: Sinteza organică în descărcări electrice, Ed. Academiei de Ştiinţe U.R.S.S. Moscova-Leningrad, 1953, pag. 178.

[4]***: Fonctionnement et applications de l'appareil „Thyralux" pour reglage de l'intensite lumineuse, Brown Boveri H F 4, 1954.

[5] *Gelman A. S.*: Tehnologia sudurii electrice prin contact, Maşghiz, 1952, pag. 205.

[6] *Kopplemann F.*: Kontaktstromrichter für 16 000 A, ETZ B 5, 1953, pag. 593—594.

[7] *Tiagunov A. G.*: Tuburi electronice, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1951.

[8] *Hortopan G.*: Elemente de calcul pentru redresori de putere. Tensiunea Redresată. Electrotehnica, nr. 6 1955, pag. 225—232.

[9] *Hubner R.*: Gasgefühlte Elektronenröhren und ihre industriellen Anwendungsmoglichkeiten, Bul. S.E.V. 44, 1953, nr. 13, pag. 560—566.

[10] *Rivkin A.*: Instalaţii de mutatori de mare putere, Ed Energetică de Stat, Bucureşti, 1954.

[11] *Mohr O.*, şi *Rehm H.*: Aufbau und Wirkungsweise von Steuerketten und Regelkreisen, ETZ A 76, 1955, pag. 753—765.

[12] *Mees H.*: Redresseurs à vapeur de mercure refroidis par air soufflé, R. Charleroi-Jeumont, nr. 1—2, 1946.

[13] *Hortopan G.*: Elemente de calcul pentru redresori de putere. Parametrii transformatorului, Electrotehnica, nr. 8/1955, pag. 323—344.

★

ЭЛЕМЕНТЫ РАСНЕТА БЫПРЙМИТЕЛЕИ МОЩНОСТИ

Резюме.

Указываются методы управления сеткой выпрямителя тиратронного типа. Анализиртются синусоидальные и импульсные элементы.

Описывается схема для автоматичесгого резульрованпя напряжения. Особое вниматие убелено схеме с овтомотическим резульрованием внещиеи характермстики. Покасываются хорощие экспериментальные результаты полученные авторомэной схемой.

★

BERECHNUNGSELEMENTE FUR KRAFTGLEICHRICHTER

Zusammenfassung

Es werden die Methoden der Gittersteuerung eines Thyratron-gleichrichters angegeben. Es werden die Synusoidalen-und Impulselemente analysiert.

Es wird eine Schaltung für automatische Spannungsregelung beschrieben; im Besondern wird auf eine Schaltung mit automatischer Regelung der äusseren Charakteristik hingemessen, die seiten des Autors verschiedenen Versuchen unterworfen wurden. Es werden die positiven Versuchsergebnisse mit Hilfe dieser Schaltung erzielt dargestellt.

Considerații critice asupra izolației statorului la primii turbogeneratori fabricați în țară

Ing. A. NANU

621.313.322–81 :621.315.611 (498)

După ce se fac considerații generale asupra necesității încercărilor electrice a izolației statorului, se arată aportul pierderilor dielectrice în aprecierea calității izolației ce lucrează la înaltă tensiune. Apoi se prezintă instalația automatizată a punții de înaltă tensiune Schering și concluziile studiului efectuat cu ajutorul acesteia asupra izolației statorului turbogeneratorului.

I. Considerații asupra necesității încercărilor electrice ale izolației statorului

Dacă izolația mașinilor electrice, în general, este factorul care determină în cea mai mare măsură securitatea în exploatare, atunci importanța acesteia devine hotărîtoare la mașinile electrice care lucrează la înaltă tensiune, în categoria cărora intră și turbogeneratorii.

Infășurările turbogeneratorilor datorită faptului că lucrează la tensiuni de peste 3 000 V, necesită un proces tehnologic specific de izolare atît din punct de vedere al materialului necesar izolării, cît și al utilajului folosit. In aceeași măsură influențează asupra calității înfășurării materialul dielectric cît și procesul tehnologic de izolare în sine.

Lucrarea de față are ca scop de a prezenta în mod succint concluziile studiului efectuat asupra izolației primilor turbogeneratori fabricați în țară ; și anume, cum aplicarea metodelor științifice de cercetare în industria producătoare de turbogeneratori, a dus la alegerea materialului dielectric corespunzător izolației și la întocmirea pe baze absolut științifice a proceselor tehnologice de izolare, procese tehnologice bazate pe interpretarea rezultatelor obținute din măsurători cu aparate și instalații adecvate și în urma aplicării cărora calitatea turbogeneratorilor s-a îmbunătățit hotărîtor.

In lucrare se mai prezintă, rezumativ și instalația automatizată a punții de înaltă tensiune Schering, construită sub directa conducere a autorului prezentei lucrări la întreprinderea constructoare de turbogeneratori din țara noastră, cu ajutorul căreia a fost posibil studiul efectuat.

Fabricarea turbogeneratorilor la noi în țară a început în anul 1952, unicul tip fabricat pînă în prezent fiind acela de 3 000 kW/6 000 V. Acești turbogeneratori sînt cu înfășurarea tip bară a statorului, înfășurare de altfel adoptată în prezent la toți turbogeneratorii moderni cu puteri de peste 3 000 kW.

Tipul de înfășurarea statoric din turbogeneratori, fiind criteriul de bază al clasificării acestora, lucrarea p ezentă se va ocupa exclusiv numai cu izolația statorică.

Studiul asupra izolației statorului la primii turbogeneratori fabricați în țară a fost posibil numai datorită fabricației în serie a acestora, studiu ce nu putea fi efectuat riguros pe o producție sporadică.

Din punct de vedere al izolației, înfășurările mașinilor electrice care lucrează la înaltă tensiune, trebuie supuse unor încercări electrice obligatorii, încercări fără de care funcționarea mașinilor electrice în bune condiții nu poate fi asigurată, precum și fără de care, nu poate fi asigurată nici securitatea lor în exploatare.

Aceste încercări se pot grupa în următoarele categorii :

1) verificarea rigidității dielectrice a izolației pe spiră și între spire ;

2) verificarea rezistenței electrice a izolației între spire și totală ;

3) verificarea izolației pe materia semifabricată, spiră și totală din punct de vedere a pierderilor dielectrice (tg δ).

Se impune deci, crearea condițiilor tehnice și a utilajelor corespunzătoare și pentru executarea verificărilor rezistenței izolației și, în mod special, a pierderilor dielectrice (tg δ).

Pierderile dielectrice în izolația înfășurărilor care lucrează la înaltă tensiune depind într-o mare măsură de felul și calitatea materialelor însă de foarte multe ori se obține la același material o izolație cu indicele de calitate diferit, atît în ceea ce privește rezistența electrică, cît și pierderile dielectrice.

S-a stabilit, în mod experimental, că un proces tehnologic de realizare a izolației pentru înaltă tensiune nejudicios ales, influențează asupra calității izolației în aceeași măsură ca și materialele întrebuințate. Aceasta se va vedea din rezultatele unor măsurători efectuate pe materiale dielectrice separat și pe bare de stator izolate cu aceste materiale, la turbogeneratorii fabricați în țară.

Din verificarea pierderilor dielectrice, nu se pot cunoaște perfect calitatea și rezistența înfășurării în vederea unei exploatări de lungă durată, deoarece tangenta unghiului de pierderi dielectrice caracterizează numai calitatea medie a izolației înfășurării. Tg δ se măsoară obișnuit pe întreaga izolație și numai la semifabricate, pe porțiunile ei. Totuși tg δ este o măsură suficientă pentru a caracteriza calitatea materialului dielectric și a procesului tehnologic de

izolare, în special pentru înfășurările care lucrează la înaltă tensiune, după cum se va vedea în cele ce urmează.

O determinare periodică în timp a pierderilor dielectrice și compararea rezultatelor obținute, cu acelea găsite la măsurători anterioare, dă posibilitatea de a aprecia comportarea izolației turbogeneratorului, chiar și în vederea unei exploatări de lungă durată.

La metoda de izolare adoptată în izolarea barelor de stator din turbogeneratorii fabricați în țară, prin care se ridică tensiunea pe spiră la 82 V, nu s-ar fi putut obține rezultate eficace de control din punct de vedere electric, dacă ele se mărgineau la simple măsurători de rigiditate dielectrică.

De abia prin introducerea metodelor de control a izolației, din punct de vedere al pierderilor dielectrice, s-a creat posibilitatea unui nou orizont de perfecționări serioase a izolației și de noi creații în ceea ce privește ridicarea tensiunii. Cu privire la noile posibilități de dezvoltare a construcției mașinilor de înaltă tensiune — ceea ce formează în linie generală și obiectul prezentei lucrări — trebuie să se accentueze aplicarea pe o scară întinsă a folosirii pierderilor dielectrice în cercetarea izolației care lucrează la înaltă tensiune.

Pierderile dielectrice, în general, chiar la înfășurări defectuos izolate nu sînt mari, pierderile specifice nedepășind valoarea de 10 mW/cm^3 izolație, la temperatura normală și frecvența industrială de 50 Hz. O dată cu creșterea temperaturii însă, ele pot ajunge la 100 mW/cm^3 izolație, pentru 120°C.

Pierderi dielectrice așa de mici nu pot produce o încălzire periculoasă izolației atunci cînd ele sînt răspîndite relativ uniform în masa acesteia.

Un efect contrar se obține însă atunci cînd pierderile dielectrice nu sînt repartizate uniform, ele fiind concentrate, fie pe anumite porțiuni ale izolației, fie în anumite puncte ale ei. În aceste porțiuni, pierderile dielectrice specifice întrec de zeci și uneori de sute de ori valoarea pierderilor din porțiunile vecine, ceea ce provoacă degajări mari de căldură și ca urmare supraîncălziri ale izolației pe aceste porțiuni. Datorită supraîncălzirii, materialul dielectric se degradează, ionizarea este puternică și izolația nu suportă uneori nici chiar tensiunea de regim.

Pierderile dielectrice mari pe anumite porțiuni ale izolației pot fi cauzate, fie de un material izolator necorespunzător, fie de porțiuni defecte ale unui dielectric corespunzător sau, în sfîrșit, datorită unui proces tehnologic de izolare greșit ales, chiar cînd materialul izolator în sine corespunde, după cum se va vedea în cele ce urmează, din măsurătorile efectuate.

Considerînd frecvența curentului alternativ constantă și anume în cazul nostru de 50 Hz, iar temperatura maximă din izolație de 80°C, asigurată prin construcție și ventilație, înseamnă că pierderile dielectrice din izolația turbogeneratorilor fabricați în țară, rămîn o funcție numai de tensiunea U și datorită neuniformității cîmpului electric la care aceasta lucrează.

Determinînd variația tg δ ca funcție de tensiunea U pentru materialul izolator în sine și apoi după ce el a fost înfășurat pe conductor și comparînd curbele $\text{tg}\delta = f(U)$ înainte de așezare în mașină, apoi după ce izolarea — în cazul prezentei lucrări a barelor de stator — este terminată și după un timp oarecare de funcționare, se poate stabili materialul de izolare cel mai corespunzător.

Dacă pierderile dielectrice în izolație se măsoară numai după punerea mașinii în stare de funcționare, se pot trage concluzii greșite. In acest din urmă caz, complet nerecomandat, pentru a asigura buna funcționare a turbogeneratorului, $\text{tg}\delta = f(U)$ trebuie măsurată cît mai des, mai ales în primii ani de lucru a mașinii.

Observațiile făcute justifică suficient necesitatea existenței de instalații care să poată determina pierderile dielectrice, în special la intreprinderile constructoare de mașini electrice mari.

Instalația cea mai adecvată pentru măsurători este puntea de înaltă tensiunea Schering.

Dat fiindcă puntea Schering este atît de importantă pentru urmărirea fenomenelor din izolația mașinilor care lucrează la înaltă tensiune, este necesar să se prezinte problema sub o formă unitară, ceea ce îndreptățește și prezentarea în mod succint, în cele ce urmează, a instalației construite și complet automatizate.

II. Instalația automatizată pentru verificarea pierderilor dielectrice

Instalația cuprinde trei părți mari și anume :

1) sursa de alimentare a stației de înaltă tensiune ;

2) stația de înaltă tensiune ;

3) puntea de măsură.

Schema electrică a instalației este prezentată în fig. 1.

Intreaga instalație este comandată la un pupitru de comandă a cărui schemă electrică este prezentată în chenarul punctat A din schemă (fig. 1) și în fig. 4.

Alimentarea instalației se poate face fie de la rețeaua trifazată de la întreprindere, prin intermediul întrerupătorului *37* și *25*, comandate prin butonul de comandă *26/1*, fie de la o sursă proprie a instalației formată dintr-un motor c.c. C 443, 1 500 rot/min cuplat mecanic cu un generator trifazat AEG, DA12 400/231 V, 17 A, 1 500 rot/min, comandată prin butoanele *26/2*, care acționează întrerupătorul automat.

S-a ales soluția cu dublă alimentare pentru a putea alimenta instalația și cînd rețeaua trifazată a întreprinderii este deconectată pe de o parte, iar pe de altă parte chiar cînd aceasta

funcționează, uneori variația de tensiune este atît de mare încît influențează galvanometrul vibrator care în aceste cazuri nu se poate echilibra.

In acest din urmă caz, alimentarea instalației se face de la grupul motor-generator specificat.

Un alt avantaj al alimentării de la grupul motor-generator este acela că pe lîngă variația tensiunii se poate face și variația frecvenței, deci determina pierderile dielectrice și ca funcție de frecvența curentului alternativ utilizat.

Legarea tensiunii de alimentare, în acest caz, se face prin intermediul reostatelor *31* și *33*, toate montate pe pupitrul de comandă.

Schema electrică a instalației este astfel concepută încît o suprapunere a ambelor alimentări este exclusă.

Alimentarea primarelor, transformatorilor de înaltă tensiune *1*, *2*, *3* se face de la pupitrul de comandă prin intermediul unui contactor special (*17*), întrerupătorul automat bipolar 200 A/220 V lLbm și transformatorul cu miez magnetic variabil (*9*). Controlul conectărilor se face tot de la pupitru prin intermediul becurilor de semnalizare (*39*).

Mărimile electrice (tensiune, curent și frecvență) se verifică prin aparatele de măsuri electrice *12*, *13*, *14*, *15* montate tot pe pupitrul de comandă.

Secundarele transformatorilor de înaltă tensiune se conectează la bara de înaltă tensiune prin intermediul separatorilor (*5*).

In momentul conectării primarelor transformatorilor de înaltă tensiune, întrerupătorul automat (*19*) acționează un magnet de frînă EMFA 20 (*7*) adaptat la separatorul (*6*) deconectînd bara de înaltă tensiune de la pămînt.

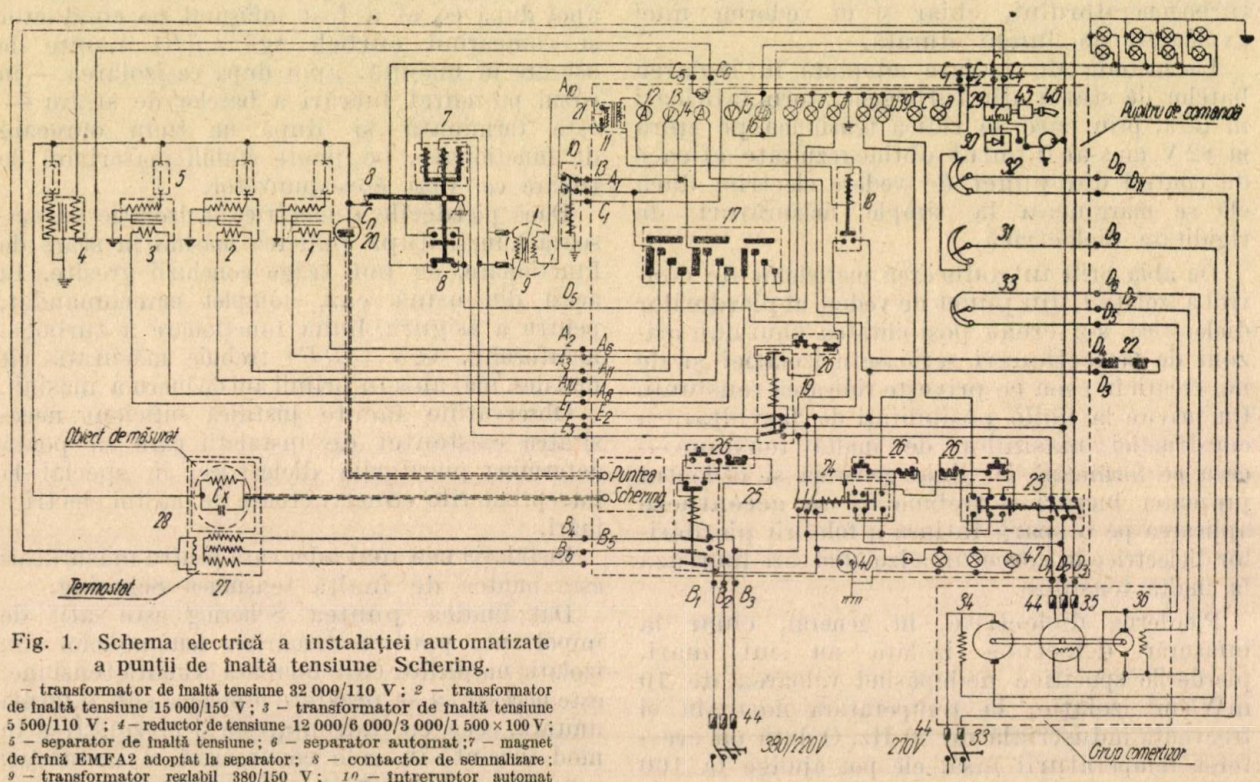


Fig. 1. Schema electrică a instalației automatizate a punții de înaltă tensiune Schering.

1 – transformator de înaltă tensiune 32 000/110 V; *2* – transformator de înaltă tensiune 15 000/150 V; *3* – transformator de înaltă tensiune 5 500/110 V; *4* – reductor de tensiune 12 000/6 000/3 000/1 500 × 100 V; *5* – separator de înaltă tensiune; *6* – separator automat; *7* – magnet de frînă EMFA2 adoptat la separator; *8* – contactor de semnalizare; *9* – transformator reglabil 380/150 V; *10* – întreruptor automat bipolar 200 A 220 V ILBM; *11* – reductor de intensitate 150/100/30 /5A; *12* – ampermetru 5 A; *13* – voltmetru 150 V; *14* – ampermetru 100 *A*; *15* – voltmetru 500 V; *16* – frecventmetru 50 Hz; *17* – comutator special cu 3 poziții; *18* – releu de siguranță; *19* – întrerupător automat 25 A; *20* – condensator normal 100pF 250 kW; *21* – comutator cu 4 poziții; *22* – întrerupătoare de siguranță; *23* – întrerupător automat 25 A 380 V; *24* – întrerupător automat 25 A 380 V; *25* – întrerupător automat 25 A 380 V; *26* – butoane de comandă; *27* – rezistență de încălzire; *28* – termodetector; *29* – logometru; *30* – redresor cuproxid tip WGe 6/0.5 U; *31* – reostat de cîmp; *32* – reostat de pornire; *33* – reostat cu cursor pentru reglarea tensiunii; *34* – motor de curent continuu C 443 1 500 rot/minut; *35* – generator trifazic AEG DA 12 400/231 V 17 A 1 500 rot/minut; *36* – excitatrice AEG 50 V, 7 A 1 500 rot/minut; *37* – întrerupător tripolar 500 V 150 A; *38* – întrerupător bipolar 500 V 150 A; *39* – becuri de semnalizare; *40* – priza de 28 V; *41* – priza pentru voltmetru; *42* – întrerupător monopolar de 6 A; *43* – 2 × 4 lămpi pentru semnalizare; *44* – siguranțe 60 A (3 + 3 bucăți); *45* – releu de semnalizare; *46* – claxon de alarmă; *47* – lămpi de iluminat.

La întreruperea alimentării, separatorul (*6*) acționat de electromagnetul (*7*) face legătura barei de înaltă tensiune la pămînt, descărcînd astfel și condensatorul normal 100 pF (*20*).

Sistemul acesta de protecție s-a adoptat pentru a preveni eventuale accidente ce s-ar produce la atingerea barei de înaltă tensiune, după deconectarea întregii instalații de la tensiune.

Stația de înaltă tensiune fiind instalată într-o încăpere separată, prevăzută cu două uși, tot în scopul protejării personalului care lucrează la instalație, s-au prevăzut cîte un întrerupător montat în fiecare ușă (*22*) care lucrează cu circuitul de alimentare al primarelor transformatorilor de înaltă tensiune (*1*,*2*,*3*).

Acești transformatori pot fi alimentați numai cînd ușile sînt închise.

Conducătorul măsurătorilor, este instalat în camera alăturată aceleia de înaltă tensiune

camera de comandă, în care este instalat pupitrul de comandă. Camerele avînd între ele un perete de sticlă, nu se comandă instalaţia cînd o persoană este în camera de înaltă tensiune.

Dacă întîmplător, în timpul măsurătorilor, o persoană intră în camera de înaltă tensiune,

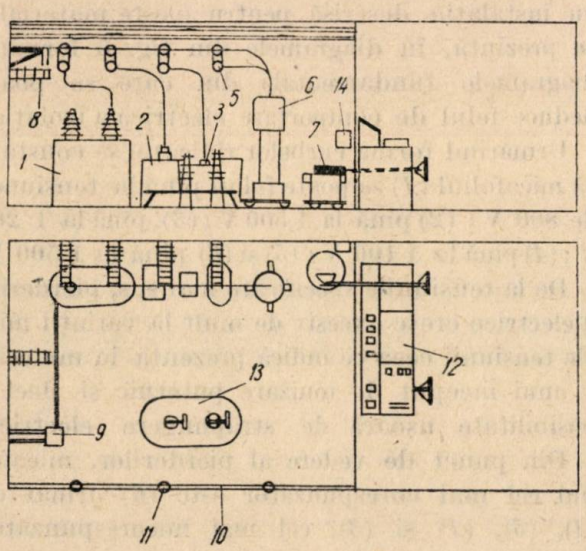


Fig. 2. Secţiunea orizontală şi verticală a instalaţiei automatizate a punţii de înaltă tensiune Schering.

întreaga instalaţie se deconectează automat de la tensiune, prin intermediul întrerupătorilor (*26*) şi bara de înaltă tensiune se leagă la pămînt prin separatorul automat (*6*). Luînd aceste precauţii se evită accidentele posibile la astfel de instalaţii.

Obiectul de verificare *Cx* şi condensatorul normal (*20*) se leagă la bara de înaltă tensiune prin intermediul unor legături flexibile cu cordon arcuit, în scopul obţinerii de legături întinse, prescrise la încercările cu tensiune înaltă. De la obiectul *Cx* şi condensatorul normal (*20*) legăturile la punte se fac în cabluri speciale armate.

In scopul determinării variaţiei valorii tg δ ca funcţie de temperatură, instalaţia este prevăzută cu un termostat (*27*) care se poate încălzi prin rezistenţele electrice pînă la 200°C. Temperatura se măsoară cu un termodetector (*28*) prevăzut cu logometru RKI Gund A Magdeburg (*29*), un releu de semnalizare (*45*) şi un claxon de alarmă (*46*) cu ajutorul căruia la temperatura fixată, fără a se urmări acul indicatorului logometrului, sîntem avizaţi că s-a atins temperatura fixată încercărilor. Intreaga instalaţie fiind montată într-o hală mare prevăzută cu poduri rulante care pot circula deasupra camerelor acoperite, în care se găseşte instalaţia, la cele 4 colţuri superioare ale camerelor instalaţiei sînt montate cîte două becuri de semnalizare (*43*), unul roşu şi altul verde. Cînd instalaţia funcţionează, ard becuri roşii şi cînd nu funcţionează ard cele verzi. Cînd ard becurile roşii, podul rulant nu are voie să circule deasupra instalaţiei.

Legătura la pămînt a părţilor corespunzătoare din instalaţie se face, conform normelor, cu sîrmă de cupru de diametru 16 mm², rezistenţa măsurată a prizei de pămînt realizate fiind de 0,4 Ω.

In fig. 2 se prezintă o secţiune orizontală şi verticală prin instalaţia descrisă.

In fig. 3 este dată schema de legături a cablării iar în fig. 4 pupitrul de comandă a instalaţiei.

Punerea în stare de funcţionare a întregii instalaţii, manipularea şi întreţinerea ei, sînt prelucrate sub formă de instrucţiuni.

III. Folosirea pierderilor dielectrice în aprecierea calităţii izolaţiei statorului

In perioada 1952—1954 izolarea barelor statorului turbogeneratorilor 3 000 kW/6 000 V

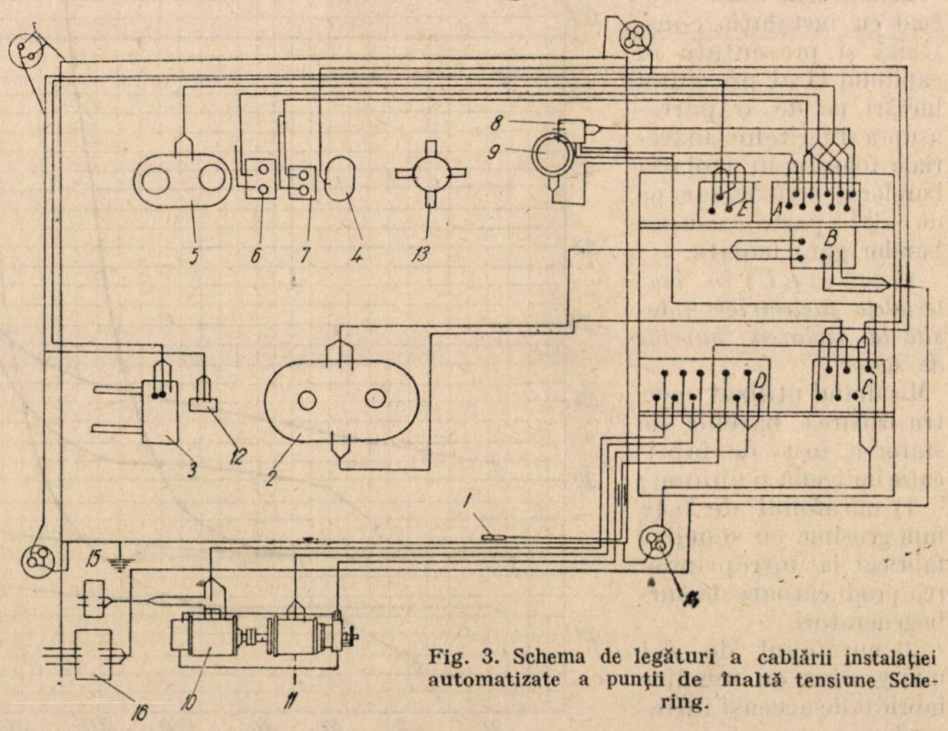


Fig. 3. Schema de legături a cablării instalaţiei automatizate a punţii de înaltă tensiune Schering.

a fost făcută cu micafoliu şi ulterior începînd din 1955 cu micabandă compundată. Prezenta lucrare se ocupă numai cu izolarea barelor sistem

micafoliu, In cele ce urmează se prezintă rezultatele măsurătorilor efectuate personal, interpretarea ştiinţifică a acestor rezultate şi, ca o concluzie, modificările aduse izolaţiei statorului turbogeneratorilor după care calitatea acestora s-a îmbunătăţit radical, lucru care constituie o garanţie de funcţionare pe timp mai îndelungat a turbogeneratorilor.

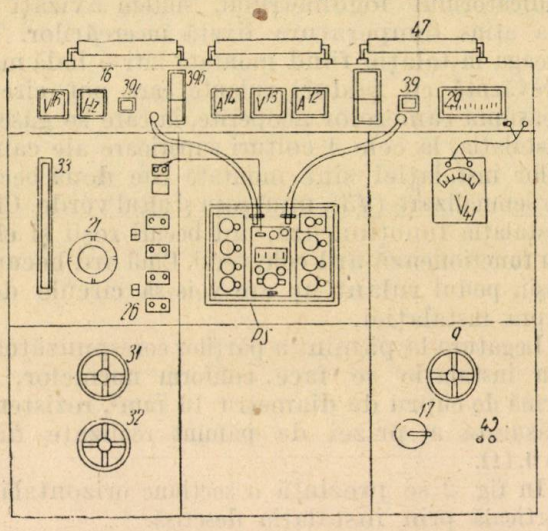


Fig. 4. Vederea pupitrului de comandă a instalaţiei automatizate a punţii de înaltă tensiune Schering.

Măsurătorile s-au efectuat cu instalaţia construită şi prezentată în capitolul II al prezentei lucrări, pe de o parte asupra diferitelor materiale folosite în izolaţia barelor de stator iar pe de altă parte asupra barelor gata izolate.

a) *$tg\delta = f(U)$ în materialele dielectrice folosite la izolarea barelor de stator*

Micafoliul utilizat pentru izolarea barelor de stator a fost de fabricaţie indigenă şi anume :

1) micafoliul de 0,18 mm grosime cu schellac fabricat la întreprinderea producătoare de turbogeneratori,

2) micafoliul de 0,4 mm grosime cu schellac fabricat de aceeaşi întrepindere ;

3) micafoliul de 0,35 mm grosime cu lac gliptalic fabricat de aceeaşi întrerpindere.

4) micafoliu Electroizolantul de 0,2 mm grosime cu lac gliptalic ;

5) micafoliu Electroizolantul de 0,5 mm grosime cu lac transparent ;

6) micafoliu Petroşani de 0,25 mm grosime.

Variaţia funcţiunii $tg\delta = f(U)$ determinată cu instalaţia descrisă pentru aceste materiale, se prezintă, în diagramele din fig. 5 formînd diagramele fundamentale din care se poate deduce felul de comportare electrică a izolaţiei.

Urmărind forma curbelor ridicate, se constată că micafoliul (*1*) se poate folosi pînă la tensiunea de 800 V ; (*2*) pînă la 1 500 V ; (*3*), pînă la 1 200 V ; (*4*) pînă la 1 100 V ; (*5*) şi (*6*) pînă la 1 500 V.

De la tensiunile specificate mai sus, pierderile dielectrice cresc excesiv de mult la variaţii mici ale tensiunii ceea ce indică prezenţa în material a unui început de ionizare puternic şi deci o posibilitate uşoară de străpungere electrică.

Din punct de vedere al pierderilor, micafoliul cel mai corespunzător este (*6*) urmat de (*4*), (*5*), (*1*) şi (*3*), cel mai necorespunzător fiind (*2*).

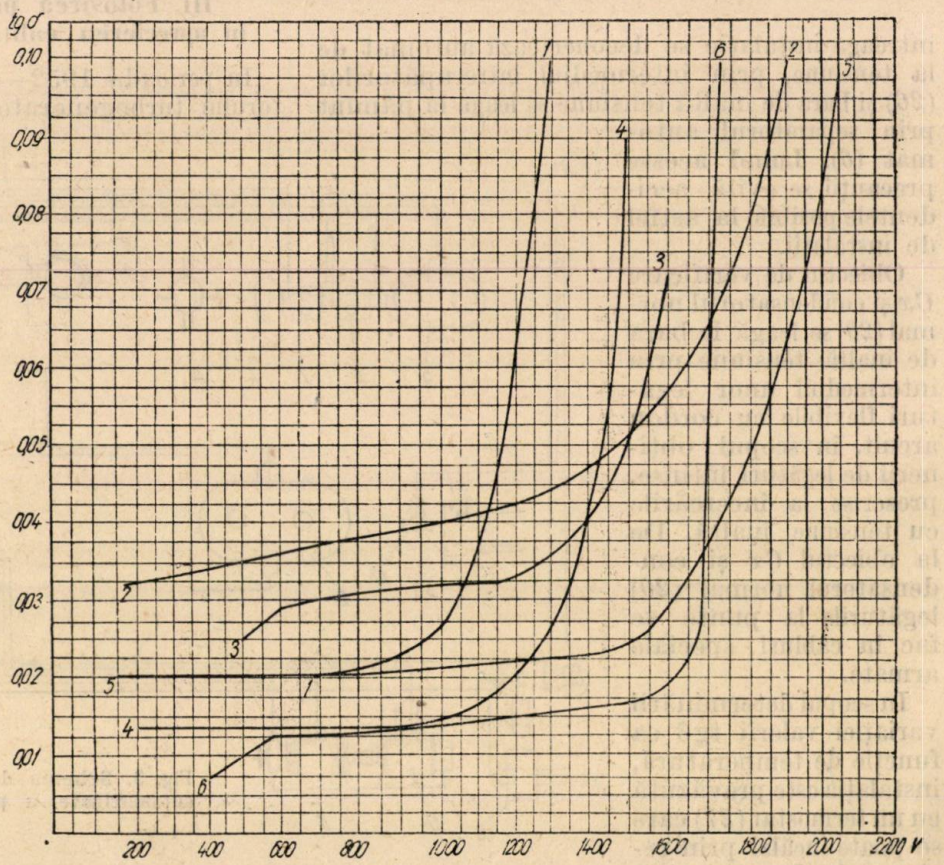


Fig. 5. Variaţia $tg\delta = f(U)$ la diferitele calităţi de micafoliu fabricate în ţară : *1* — micafoliu Reşiţa cu schellac 0,10 mm E = 2900 V/mm ; *2* — micafoliu Reşiţa cu schellac 0,4 mm E = 6 640 V/mm ; *3* — micafoliu Resiţa cu lac gliptalic 0,35 mm E = 4 940 V/mm ; *4* — micafoliu Electroizolantul cu lac gliptalic 0,2 mm E = 9 400V/mm ; *5* — micafoliu Electroizolantul cu lac transparent 0,5 mm E = 5 200 V/mm ; *6* — micafoliu Petroşani 0,25 E = 7 400 V/mm.

Luînd în considerare și rigiditatea dielectrică care are valorile :

pentru micafoliul 1 — E = 7 900 V/mm
pentru micafoliul 2 — E = 6 640 V/mm
pentru micafoliul 3 — E = 4 940 V/mm
pentru micafoliul 4 — E = 9 400 V/mm
pentru micafoliul 5 — E = 5 200 V/mm
pentru micafoliul 6 — E = 7 400 V/mm

se conchide că cel mai potrivit micafoliu pentru izolarea barelor de stator ale turbogeneratorilor ar fi (*4*) fabricat Electroizolantul, urmat de (*6*) fabricat Petroșani, iar din celelalte fabricate de însăși întreprinderea constructoare de turbogeneratori, micafoliul (*1*).

Tensiunea dintre două bare de stator variind de la 82—100 V, materialele specificate dau pierderile cele mai mici, ionizarea începînd la tensiuni mult mai mari.

Micafoliul (*4*) fiind fabricat cu lac gliptalic, produs în țară, ca liant al micei muscovit și hîrtiei, este cel mai recomandat și din punct de vedere economic, fiind mai ieftin, eliminînd și folosirea schellacului, material de import.

Barele de stator ale turbogeneratorilor fabricați în 1954 fiind izolate cu micafoliu (*1*) și (*2*) urmează ca pentru viitoarele construcții să se adopte micafoliul (*4*) dacă se mai folosește micafoliul ca material dielectric al barelor.

Verificînd și variația tgδ = $f(U)$ la celelalte materiale electroizolante utilizate în izolarea turbogeneratorilor, se observă din fig. 6 în care se prezintă diferite calități de micanită fabricate în țară și străinătate, că din punct de vedere al pierderilor dielectrice pînă la tensiunea de 1 100 V, cel mai corespunzător se comportă micanita (*1*) fabricație engleză, urmată de micanita (*5*) fabricație italiană, urmată de micanita (*10*) fabricație indigenă cu lac gliptalic și micanita (*9*) tot fabricație indigenă (Electroizolantul).

Micanitele (*3*) fabricație cehoslovacă, (*7*) fabricație engleză, (*8*) fabricație italiană și (*9*)

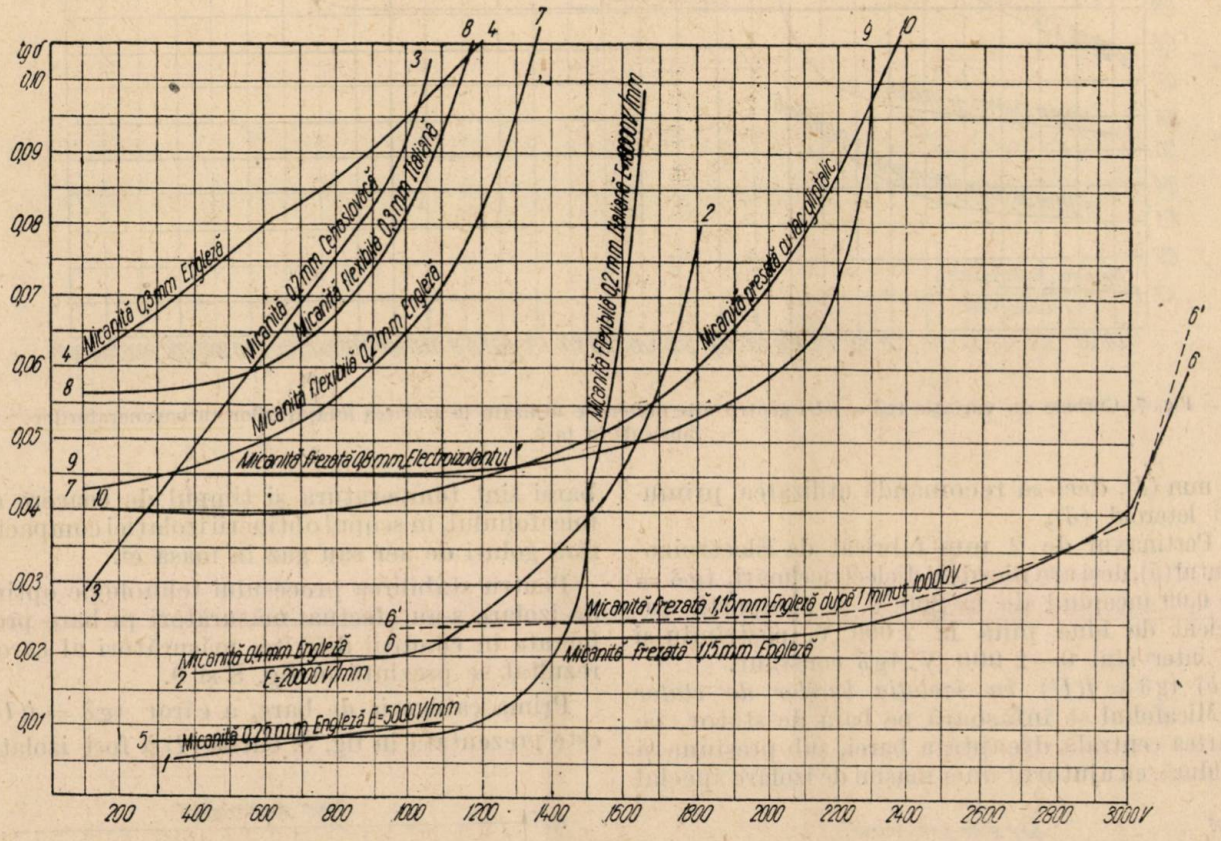


Fig. 6. Variația tgδ = $f(U)$ pentru diferite calități de micanită folosită la izolarea înfășurărilor turbogeneratorilor.

fabricație tot engleză, dînd pierderi prea mari, la tensiuni relativ mici și cu o urcare pronunțată a curbei tgδ = $f(U)$ de la tensiuni începînd cu 400 V, nu sînt recomandate a fi utilizate la înaltă tensiune.

Pentru tensiuni de regim pînă la 3 000 V, din materiale de micanită existente azi la întreprinderea constructoare de turbogeneratori din țară, cea mai recomandată este aceea de fabricație engleză (*6*).

In fig. 7 se prezintă curbele de variație tgδ = = $f(U)$ pentru alte diferite materiale utilizate în izolarea înfășurărilor turbogeneratorilor fabricați în țară.

Din interpretarea comportării acestor materiale, se conclude că prespanul italian (*1*) este superior aceluia fabricat la noi în țară (*2*).

Acest lucru ne face să recomandăm întreprinderii furnizoare de prespan din țară, să-și

revizuască procesul de fabricație în scopul îmbunătățirii calitative a preșpanului produs.

Leteroidul de 0,3 mm, $E = 11\,000$ V/mm (*3*) este superior aceluia de 0,2 mm, $E = 10\,000$ V/mm (*4*), deci se recomandă utilizarea primului leteroid (*3*).

Pertinaxul de 2 mm fabricat de Electroizolantul (*5*), deși are pierderi dielectrice mari, $\mathrm{tg}\,\delta = 0{,}09$ începînd de la 200 V, se comportă suficient de bine pînă la 2 000 V, păstrîndu-și în intervalul 0—2 000 V, $\mathrm{tg}\,\delta$ constant.

b) $\mathrm{tg}\,\delta = f(U)$ *în izolația barelor de stator*

Micafoliul se înfășoară pe bara de stator, pe partea centrală dreaptă a barei, sub presiune și căldură, cu ajutorul unei mașini de izolare special construită (fabricației Micafil), iar pe porțiunea curbată, manual.

Prin încălzirea micafoliului în timpul înfășurării, liantul micafoliului devine termoplastic, intră în porii materialului din apropiere și face o izolație compactă, în grosime omogenă de 2 mm.

Parametrii care determină calitatea înfășurării barei sînt temperatura și timpul de coacere al micafoliului, în scopul obținerii izolației compacte fără goluri de aer sau gaz în masa ei.

Pentru stabilirea procesului tehnologic optim de izolare s-au efectuat măsurători pe bare prelucrate în condiții diferite, măsurători al căror rezultat se prezintă în fig. 8 și 9.

Prima categorie de bare, a căror $\mathrm{tg}\,\delta = f(U)$ este prezentată în fig. 8, curba (*1*) a fost izolată pe partea centrală (dreaptă) cu mașina Micafil avînd regimul de lucru o oră la 150°C temperatură de coacere, micafoliul utilizat fiind acela din curba (*1*) fig. 5 (micafoliu fabricație Reșița).

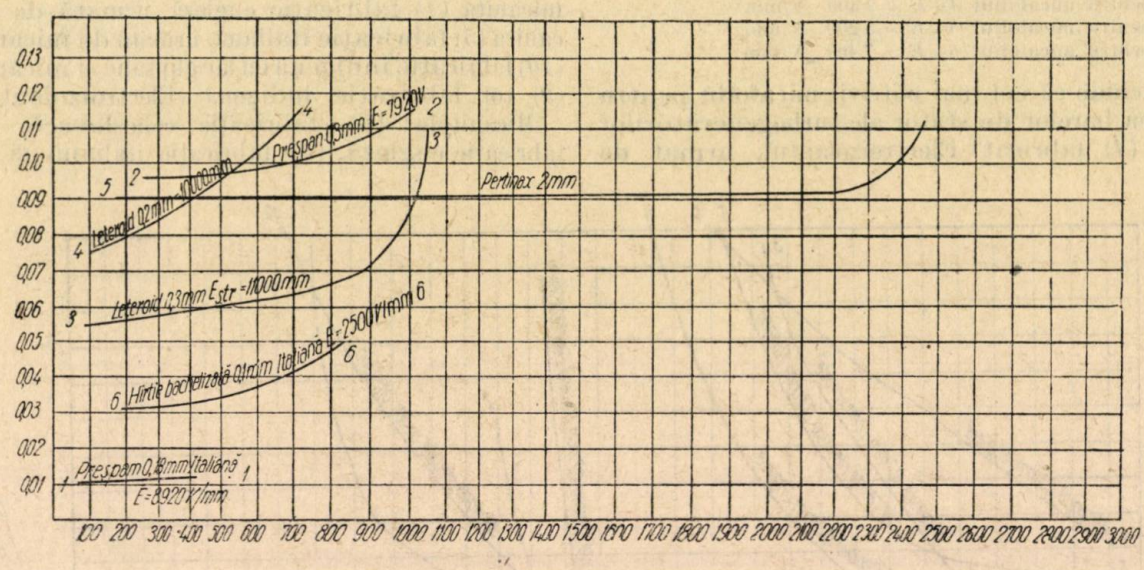


Fig. 7. Curbele de variație $\mathrm{tg}\,\delta = f(U)$ pentru alte materiale utilizate în izolarea înfășurărilor turbogeneratorilor fabricați în țară.

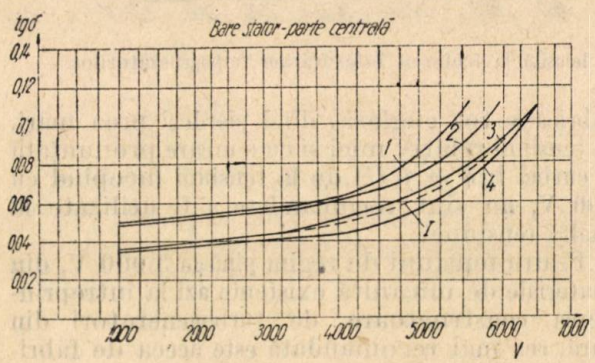


Fig. 8. Variația $\mathrm{tg}\,\delta = f(U)$ la barele de stator ale turbogeneratorul 3 000 kW/6 000 V, izolație cu micafoliu (*1*) partea centrală dreaptă a barei;
1 — bară încălzită o oră/150°C; *2* — Idem 2 ore/200°C *3* — Idem 2 ore 300°C; *4* — Idem 2 ore/260°C; *5* — Idem 2 ore/250°C, după definitivarea procentului tehnologic.

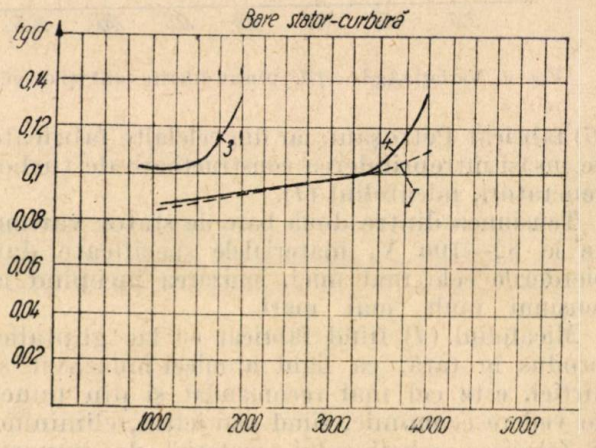


Fig. 9. Variația $\mathrm{tg}\,\delta = f(U)$ la barele de stator ale turbogeneratorului 3 000 kW/6 000 V, izolație cu micafoliu (*1*) (partea curbă a barei).

Pierderile dielectrice în micafoliul barei, la tensiunea de 1 000 V au avut $tg\delta = 0{,}052$ față de 0,026 ale aceluiași material la aceeași tensiune, însă neprelucrat pe bară, pentru ca la 1 300 V pe bară să avem $tg\delta = 0{,}053$ față de 0,1 la materialul neprelucrat.

Din aceste rezultate se trage concluzia că procesul de coacere a micafoliului pe bară este incomplet, izolația barei nefiind compactă, ea prezentînd încă incluziuni de gaz și aer, deci liantul nu a pătruns în toți porii materialului, pe de o parte, iar pe de altă parte, datorită îmbunătățirii comportării $tg\delta$, la bară față de materialul singur, pentru tensiuni mai mari de 1 100 V, însemnează că la fabricarea micafoliului, timpul de coacere nu a fost suficient, lucru ce se va vedea și din rezultatele ce se vor prezenta în cele ce urmează.

Curba (*2*) din fig. 8 prezintă $tg\delta = f(U)$ pentru aceleași bare de stator — partea centrală — izolate tot cu micafoliul (*1*) fig. 5, însă la care timpul de coacere pe mașină a fost de două ore la 200°C. Izolația barei se comportă mai bine, pierderile fiind mai mici, ceea ce confirmă afirmațiile anterioare.

Trecînd la o coacere de două ore la 300°C, curba (*3*), pierderile devin mai mici, însă pentru același timp (două ore) la temperaturi mai mari de coacere decît 300°C, pierderile devin din nou mai mari decît cele corespunzătoare curbei (*1*).

Comparînd rezultatele s-a ales procesul de lucru cu două ore coacere la 260°C, obținîndu-se rezultatul prezentat în curba (*4*), rezultat superior din punct de vedere al pierderilor, tuturor celorlalte procese tehnologice aplicate. Totuși, datorită faptului că de la 3 500 V în sus, curba (*4*) prezintă un punct de inflexiune, care indică începutul unui proces de ionizare mai puternic în material, s-a adoptat procesul de coacere două ore la 250°C, prezentat din punct de vedere al pierderilor în curba (*1*). Pierderile crescînd în mod continuu, în urma tratamentului ultim specificat, însemnează că izolația se comportă mai bine la înaltă tensiune.

Acest rezultat a îndreptățit definitivarea procesului de izolare a barelor de stator cu micafoliu la mașina Micafil, cu regim de coacere două ore la 250°C.

Comparînd pierderile în izolația dreaptă a barei, cu acelea din micafoliul (*1*) încă neînfășurat, se observă că la 1 000 V la micafoliu avem $tg\delta = 0{,}026$ față de 0,035 în izolația barei pentru aceeași tensiune.

Față de tratamentul de coacere timp de o oră la temperatura de 150°C (curba *1*) unde la 1 000 V, $tg\delta = 0{,}052$, tratamentul definitivat la coacerea de două ore și 250°C dă pierderi cu 32,2% mai mici.

După tratamentul corespunzător curbei (*1*), la tensiunea de 6 300 V se obține $tg\delta = 0{,}1$. Aceeași valoare se obține la micafoliul neînfășurat pe bară, însă la tensiunea de 1 300 V.

Se conclude din aceste interpretări ale măsurătorilor efectuate că micafoliul, produs de întreprinderea constructoare de turbogeneratori din țară, nu a fost suficient de bine tratat termic în timpul fabricației sale și în al doilea rînd că procesul tehnologic de izolare necorespunzător, la același material izolator, influențează calitatea izolației în aceeași măsură ca și materialul însuși.

Cele două porțiuni curbate ale barei de stator fiind izolate manual, prezintă porțiunile cele mai periculoase în izolația statorului, după cum rezultă din măsurătorile efectuate pe aceleași categorii de bare și ale căror rezultate sînt trecute în fig. 9.

La barele (*1*) și (*2*) puntea nu s-a putut echilibra, nici la 300 V, de unde se trage concluzia că pierderile dielectrice au $tg\delta > 0{,}11$, valori inadmisibile. Inseamnă că izolarea s-a făcut necorespunzător.

Barele (*3*) izolate de un muncitor considerat bun (fig. 9) dau la 1 000 V, $tg\delta = 0{,}101$, prezentînd punctul de ionizare masivă la tensiunea de 1 300 V, iar barele (*4*) izolate de cel mai bun muncitor dau la 1 000 V, $tg\delta = 0{,}086$, avînd punctul de ionizare puternică de abia la 3 500 V.

Față de micafoliul neînfășurat pe bară care la 1 000 V a dat $tg\delta = 0{,}026$ și 0,086 la aceeași tensiune pentru cel mai bine izolat cot, se poate trage concluzia că între straturile dielectricului din coturi sînt bule de aer și gaz, care măresc pierderile, formînd astfel locul critic al izolației statorului.

Adoptînd un proces tehnologic corespunzător eliminării pe cît este posibil mai mult a golurilor din izolația coturilor barelor de stator la o izolare manuală și îngrijind de ridicarea nivelului tehnic al muncitorilor care execută acestă operație, s-a ajuns la izolarea barei prezentată în curba (*1*) mai bine decît felul în care s-a izolat bara (4) după cum rezultă din interpretarea curbelor ridicate în fig. 9.

Pierderile dielectrice și în acest caz însă au $tg\delta$ prea mare ($tg\delta = 0{,}084$ la 1000 V cu punctul de ionizare masivă la 3 500 V), ceea ce periclitează funcționarea de lungă durată a turbogeneratorului.

Din punct de vedere economic și al productivității muncii sectorul respectiv din întreprinderea constructoare de turbogenerator, în trei schimburi (24 ore) realizează complet izolarea a 12 bare (4 bare pe schimb) ceea ce reprezintă o producție relativ slabă.

Barele de stator izolate, din punct de vedere dielectric rezistă timp de un minut la tensiunea de 22 000 V pe toată porțiunea izolației.

Considerente de ordin tehnic, în scopul asigurării funcționării turbogeneratorilor de lungă durată, prin eliminarea porțiunilor periculoase de izolație pe coturile barelor și acelea de ordin

economic, de mărirea producției de bară izolate pe trei schimburi, au dus la adoptarea — începînd din anul 1955— a izolației barelor de stator cu bandă de mică impregnată cu lac bituminos, pe toată lungimea lor și apoi compundate, într-o stație de compundare, special construită.

IV. Concluzii

1. Calitatea izolației mașinilor electrice care lucrează la înaltă tensiune este unul dintre factorii hotărîtori ai bunei funcționări.

2. Calitatea izolației la toate mașinile electrice trebuie verificată și în mod special la acelea care lucrează la tensiune înaltă.

Pentru verificarea calităților izolației mașinilor electrice de înaltă tensiune trebuie instalații speciale. Una dintre ele este instalația punții de înaltă tensiune Schering.

Instalația este complet automatizată și funcționează de peste un an în condiții perfecte.

Este prima instalație de acest fel construită în țară.

3. La întreprinderea constructoare de turbogeneratori din țară s-a introdus în mod obligatoriu verificarea completă a izolației turbogeneratorilor, ceea ce constituie o garanție a calității acesteia datorită :

— alegerii materialului corespunzător izolației ;

— fixării procesului tehnologic de izolare optim.

4. Se dau indicații de folosire a altor materiale existente astăzi în țară, la izolarea statorului turbogeneratorilor, materiale care se comportă mai bine la înaltă tensiune decît acelea folosite.

5. Se fac aprecieri asupra calității diferitelor materiale dielectrice fabricate în țară, dîndu-se sugestii de îmbunătățire.

★

ОБ ИЗОЛЯЦИИ СТАТОРА ПЕРВЫХ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ ВЫПУСКАЕМЫХ В СТРАНЕ

Резюме

Приводятся общие соображения необходимости электрических испытаний изоляции статога и указываются диэлектрические потери по сравнению с качеством изоляции высокого напряжения. Рассматривается установка автоматизированого моста Шеринга и выводы по проверке изоляции турбогенератора этой схемой.

★

KRITISCHE BEMERKUNGEN ÜBER DIE ISOLATION DER STATOREN BEI DEN ERSTEN IM LANDE FABRIZIERTEN TURBOGENERATOREN

Nach allgemeinen Betrachtungen über die Notwendigkeit elektrischer Versuche der Statorisolation, wird der Anteil der dielektrischen Verluste bei Feststellung der Qualität, der unter Hochspannung arbeitenden Isolation, dargestellt. Es werden nachher die automatische Installation der Schering Hochspannungsbrücke vorgezeigt wie auch die Schlussfolgerungen des mit Hilfe dieser Brücke vorgenommenen Studiums bezüglich der Statorisolation des Turbogenerators.

Calculul unui amplificator de impulsuri cu reacție negativă

Ing. V. PAUKER

621.396.64.015.33 :621.376.6

Se analizează din punct de vedere al regimului tranzitoriu și al caracteristicii de frecvență performanțele unei scheme de amplificator de impulsuri cu reacție negativă. Se dă o metodă unitară de calcul a schemei.

Introducerea în țara noastră a televiziunii, ca și construirea de radiorelee, fac ca problemele generale ale tehnicii impulsurilor și cele particulare ale amplificatorilor video să capete o actualitate crescîndă.

In ultimul timp, amplificatorii cu reacție negativă capătă o răspîndire tot mai largă în tehnica amplificării de impulsuri : aceasta datorită pe de o parte, cunoscutelor avantaje ale reacției negative (stabilitatea amplificării, scăderea distorsiunilor neliniare, a zgomotului etc.), iar pe de altă parte, creșterii considerabile a produsului bandă-cîștig.

Schema amplificatorului cu două etaje, cu reacție de la placa tubului al doilea la catoda

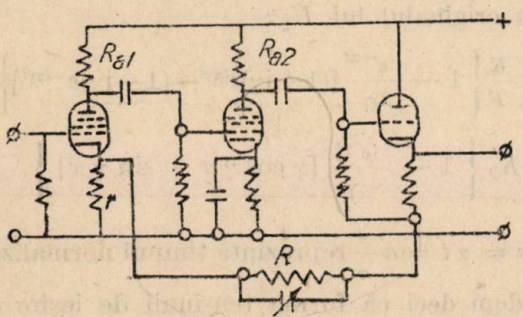


Fig. 1

primului, a căpătat întrebuințarea cea mai largă. Adesea, cele două etaje sînt urmate de un repetor catodic, în care caz, reacția se aplică din catoda repetorului catodic la catoda primului tub (fig. 1). Adăugarea repetorului nemodificînd principial funcționarea montajului la frecvență înaltă, servește la micșorarea impedanței de ieșire a amplificatorului și separarea buclei de reacție de cea a amplificării.

Cu toate că acestui montaj i s-a dedicat un număr însemnat de lucrări [2—6], metoda lui de proiectare este încă pasibilă de îmbunătățiri și precizări.

De obicei, atenția principală a proiectantului unui amplificator de impulsuri este îndreptată către obținerea unei caracteristici optime la frecvențe înalte, sau (ceea ce este, în anumită măsură, echivalent) obținerea unui răspuns optim a frontului impulsului. Conținutul noțiunii de caracteristică optimă variază de la caz la caz. In general, ea înseamnă, în cazul caracteristicii de frecvență, acea caracteristică care are o bandă cît mai largă la o amplificare dată și la ridicarea, „cocoașă" admisibilă. In cazul caracteristicii de transfer, caracteristica optimă a răspunsului la un semnal treaptă, este cea care la amplificarea dată și la „depășirea" admisibilă prezintă timpul de creștere a frontului minim.

Noțiunile de lărgime de bandă și de timpul de creștere aferente acestor caracteristici, nu sînt bine definite. In cele ce urmează se va admite pentru prima, valoarea frecvenței la care modulul amplificării scade cu 3 db față de valoarea sa din mijlocul benzii, iar pentru a doua, inversul pantei maxime a caracteristicii de răspuns a amplificatorului.

In fig. 2 este reprezentată schema simplificată, a amplificatorului (cu două etaje), conținînd numai elementele ce intervin la frecvențe

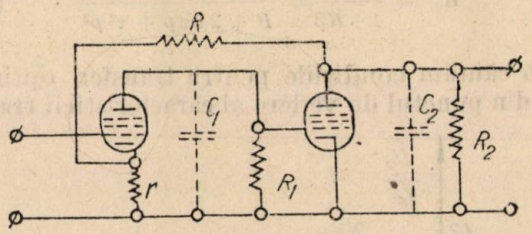


Fig. 2

înalte. Referindu-ne la fig. 2 introducem următoarele notații :

$$S_1R_1 \cdot S_2R_2 = K_0 \qquad \frac{S_1S_2}{C_1C_2} = \delta$$

$$R_1C_1 = \tau_1 \qquad R_2C_2 = \tau_2 \qquad \sqrt{\tau_1\tau_2} = \tau$$

$$\frac{\tau_1 + \tau_2}{2\sqrt{\tau_1\tau_2}} = a$$

$$\frac{r}{r+R} \cdot \frac{\mu_1 + 1}{\mu 1} = \beta_0 \qquad 1 + K_0\beta_0 = F.$$

Aici S_1, S_2, μ_1 sînt parametrii tuburilor.

In cazul cînd reacția locală de curent produsă de rezistența r (egală de obicei cu rezistența de autonegativare a primului tub) nu este neglijabilă, și acesta este cazul obișnuit, în loc de S_1 trebuie pusă panta tubului echivalent

$$S_1' = \frac{S_1}{1 + S_{K1} \cdot r}$$

unde S_{K1} este egal cu S_1 cînd ecranul se decuplează la catodă și cu $S_1 + Se_1$ (Se_1 fiind panta curentului de ecran) cînd ecranul se decuplează la masă.

Expresia operațională a amplificării primului etaj este :

$$K_1 = S_1 Z_1 = S_1 \frac{\frac{R_1}{C_1 p}}{R_1 + \frac{1}{C_1 p}} = \frac{S_1 R_1}{1 + p C_1 R_1} = \frac{K_{0_1}}{1 + p\tau_1}$$

iar a celui de al doilea :

$$K_2 = \frac{K_{0_2}}{1 + p\,\tau_2}$$

și

$$K = K_1 \cdot K_2 = \frac{K_0}{1 + p(\tau_1 + \tau_2) + p^2 \tau_1 \tau_2} = \frac{K_0}{1 + 2a\tau p + \tau^2 p^2}.$$

Amplificarea totală cu reacție este :

$$K' = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{K_0}{F + 2a\tau p + \tau^2 p^2} \quad (1)$$

Să căutăm condițiile pentru transfer optim, atît din punctul de vedere al caracteristicii tran-

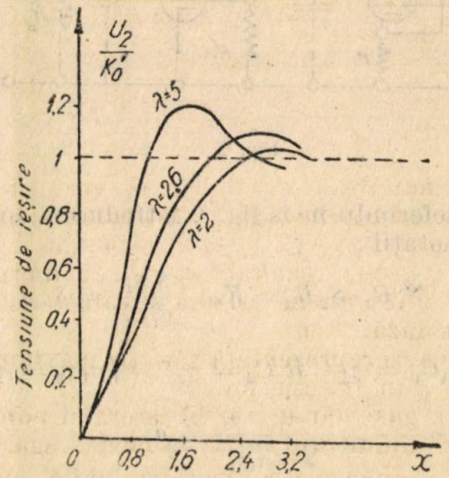


Fig. 3

zitorii, cît și din punctul de vedere ale caracteristicii de frecvență, întrucît fiecare din aceste caracteristici prezintă interes în anumite cazuri.

Vom începe cu prima, aplicînd la intrarea amplificatorului un impuls-salt unitar și urmărind forma tensiunii la ieșire.

Notînd prin U_1 funcția imagine după Laplace a tensiunii de intrare, prin U_2 a celei de ieșire, vom avea :

$$U_2 = U_1 K'.$$

Avînd în vedere că imaginea impulsului salt unitar este egală cu $\frac{1}{p}$ [1], avem :

$$U_2 = \frac{K_0}{p(F + 2a\tau p + \tau^2 p^2)} = \frac{K_0}{p\tau^2 (p - p_1)(p - p^2)} =$$

$$= K_0 \left(\frac{\frac{1}{F}}{p} + \frac{\frac{1}{p_1 \tau^2 (p_1 - p_2)}}{p - p_1} + \frac{\frac{1}{p_2 \tau^2 (p_2 - p_1)}}{p - p^2} \right)$$

aici

$$p_1, p_2 = -\frac{a}{\tau}\left(1 \pm j\sqrt{\frac{F}{a^2} - 1}\right) = -\alpha(1 \pm j\gamma)$$

sînt rădăcinile ecuației rezultate din anularea numitorului expresiei (1).

Înlocuind expresiile rădăcinilor obținem :

$$U_2 = \frac{K_0}{F}\left\{\frac{1}{p} - \frac{1}{2j\gamma}\left[\frac{1 + j\gamma}{p + \alpha(1 - \gamma)} - \frac{1 - j\gamma}{p + \alpha(1 + j\gamma)}\right]\right\}.$$

Ținînd seamă că originalul lui $\frac{1}{p + \sigma}$ este $e^{-\sigma t}$ avem originalul lui U_2 :

$$U_2 = \frac{K_0}{F}\left\{1 - \frac{e^{-\alpha t}}{2j\gamma}[(1 + j\gamma)e^{j\alpha\gamma t} - (1 - j\gamma)e^{-j\alpha\gamma t}]\right\} =$$

$$= K_0'\left\{1 - \frac{e^{-x}}{\gamma}[\gamma \cos \gamma x + \sin \gamma x]\right\} \quad (2)$$

aici $x = \alpha t = a\frac{t}{\tau}$ reprezintă timpul normalizat.

Vedem deci că forma tensiunii de ieșire nu depinde decît de factorul $\gamma = \sqrt{\frac{F}{a^2} - 1}$, adică de raportul $\frac{F}{a^2}$, pe care îl notăm cu λ. (Din motive de proiectare este mai comod să se reprezinte rezultatele finale în funcție de λ).

K_0' ne dă scara tensiunii, iar α scara timpului.

Urmează să se găsească mărimile care caracterizează forma tensiunii — depășirea și timpul de creștere — în funcție de λ.

Pentru a găsi valoarea maximă a tensiunii la ieșire vom deriva expresia (2) în raport cu x și vom anula această derivată.

Găsim că maximele au loc la :

$$x = (2n + 1)\frac{\pi}{\gamma} \qquad n = 0, 1, 2 \ldots$$

iar valoarea primului maxim ($n = 0$) care ne dă depășirea este :

$$K_0'\left(1 + e^{-\frac{\pi}{\gamma}}\right) = K_0'(1 + h)$$

$$h = e^{-\frac{\pi}{\sqrt{\lambda^2 - 1}}} \quad (\lambda \geqslant 1) \qquad (3)$$

Vedem deci că depășirea nu are loc (răspunsul este monoton) pentru $\lambda = 1$.

Variația depășirii cu λ este dată în fig 4.

Pentru a găsi valoarea timpului de creștere, egalăm cu zero derivata a doua a expresiei (2)

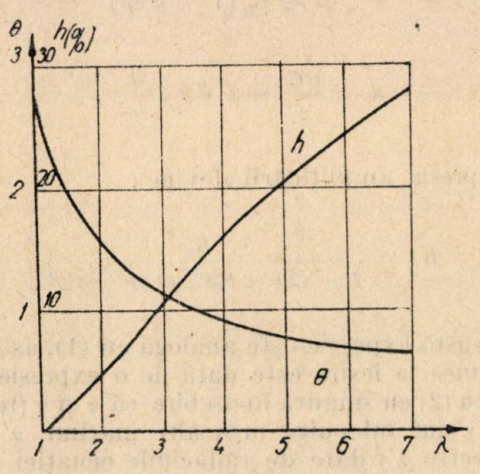


Fig. 4

găsind în felul acesta timpul normalizat la care are loc maximul pantei :

$$x_0 = \frac{\text{arc tg}\gamma}{\gamma} \qquad (4)$$

astfel că timpul de creștere generalizat θ va fi :

$$\theta = \alpha \cdot t_{cr} = \frac{\frac{\text{arc tg}\gamma}{\gamma}}{\frac{e}{\sqrt{\gamma^2+1}}} = \frac{\frac{\text{arc tg}\sqrt{\lambda-1}}{\sqrt{\lambda-1}}}{\frac{e}{\sqrt{\lambda}}}, \qquad (5)$$

unde cu t_{cr} am notat timpul de creștere.

Variația lui θ cu λ este de asemenea dată în fig. 4.

Expresia (4) ne dă valoarea normalizată a unui parametru secundar de apreciere a răspunsului amplificatorului la regim tranzitoriu : timpul de întîrziere.

Valoarea lui α depinde de asemenea de λ :

$$\alpha = \frac{a}{\tau} = \frac{\sqrt{\frac{F}{\lambda}}}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \sqrt{\frac{\delta}{\lambda K_0'}} \cdot \qquad (6)$$

Expresiile (3), (5) și (6) leagă, între ei parametrii montajului (S_1, S_2, C_1, C_2) și cele de răspuns (t_{cr}, h K_0') permițînd calculul de proiectare care se conduce în felul următor :

a) [4] Se alege din graficul din fig. 4 valoarea lui λ din condiția de depășire admisibilă (de la caz la caz aceasta variază între 0 și 10—15%).

b) Se găsește valoarea corespunzătoare a lui θ și din (6) :

$$K_0' = \frac{\delta}{\lambda\theta^2} \cdot t_{cr}^2 \cdot \qquad (6')$$

c) $F = \lambda a^2$.

Să trecem la analiza montajului din punct de vedere al caracteristicii de frecvență.

Inlocuind în (1) p prin $j\omega$ avem :

$$K' = \frac{K_0}{F - \tau^2\omega^2 + 2ja\tau\omega}$$

și

$$|K'| = \frac{K_0'}{\sqrt{1 + \frac{2\tau^2\omega^2}{F^2}(2a^2 - F) + \frac{\tau^4\omega^4}{F^2}}} \cdot \qquad (7)$$

Egalînd coeficienții puterilor egale ale lui ω la numitorul și numărătorul raportului $\frac{|K'|}{K_0'}$ se obține condiția pentru caracteristica „plată" :

$$2a^2 - F = 0$$

deci

$$\lambda = \frac{F}{a^2} = 2. \qquad (8)$$

Dacă $\lambda > 2$ va apare o ridicare a caracteristicii de frecvență față de valoarea sa la $\omega = 0$. Derivînd (7) față de ω^2 și egalînd derivata cu zero, găsim că maximul are loc la $\omega = \alpha\sqrt{\lambda - 2}$ iar valoarea lui este :

$$M = \frac{|K'|_{max}}{K_0'} = \frac{\lambda}{2\sqrt{\lambda-1}} \quad (\lambda \geqslant 2). \qquad (9)$$

Comparînd (8) cu (3) vedem că, condiția de absență a depășirii ($\lambda \leqslant 1$) nu coincide cu cea a absenței „cocoașei" ($\lambda \leqslant 2$) și anume, este mai severă. Acest rezultat este datorit faptului că, condiția (8) nu ne asigură și caracteristica optimă de fază.

In fig. 5 este reprezentată variația maximului (în decibeli) în funcție de λ.

Pentru a găsi banda amplificatorului punem condiția ca numitorul în (7) să devină egal cu $\sqrt{2}$. Avem atunci pentru pulsația limită superioară a benzii :

$$\omega_0^2 = \frac{F}{\tau^2}\left[1 - \frac{2a^2}{F} + \sqrt{\left(1 - \frac{2a}{F}\right)^2 + 1}\right] =$$

$$= \frac{\delta}{K_0'}\left[1 - \frac{2}{\lambda} + \sqrt{\left(1 - \frac{2}{\lambda}\right)^2 + 1}\right]$$

deoarece

$$\frac{F}{\tau^2} = \frac{S_1S_2R_1R_2}{K_0'} \cdot \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} = \frac{\delta}{K_0'}$$

$$\omega_0 = \alpha\sqrt{\lambda - 2 + \sqrt{(\lambda-2)^2 + \lambda^2}} = \alpha\Psi. \qquad (10)$$

Valoarea factorului ψ este reprezentată în fig. 5.

Calculul amplificatorului se conduce analog

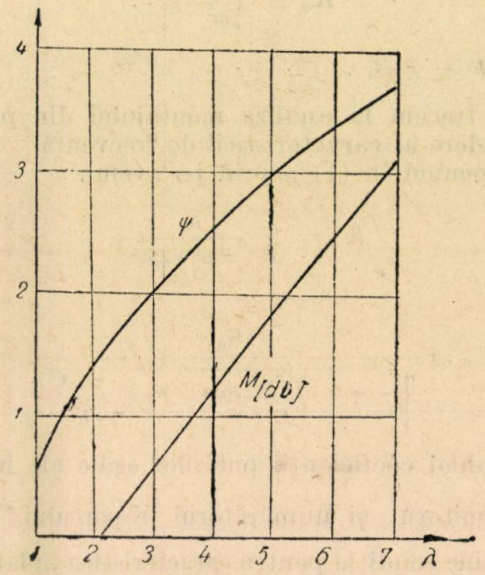


Fig. 5

cu cel indicat pentru cazul analizei fenomenului în timp :

a) Se alege din fig. 5 valoarea factorului λ din considerente de ridicare admisibilă a caracteristicii.

b) Se găsește valoarea corespunzătoare a lui ψ și se deduce amplificarea :

$$K_0' = \frac{\delta \Psi^2}{4\lambda\pi^2} \cdot \frac{1}{f_0^2} \qquad (11)$$

c) $$F = \lambda a^2. \qquad (12)$$

Factorul de reacție negativă depinde de coeficientul a, adică de raportul între cele două constante de timp. Caracteristica de transfer a amplificatorului este independentă de acest raport.

Valoarea lui a în general, nu diferă mult de unitate ceea ce duce la un factor de reacție mic. Creșterea reacției peste valoarea dată de (12) duce la apariția „cocoașei" sau a „depășirii", valorile cărora întrec cele fixate de noi.

Acest efect poate fi atenuat dacă se folosește reacția complexă în așa fel aleasă încît gradul de reacție să crească la frecvențele înalte. In acest scop, de obicei, se introduce un mic condensator C care șuntează rezistența de reacție R (fig. 1). Efectul identic poate fi obținut prin folosirea unei inductanțe în serie cu rezistența r [6].

In primul caz avem :

$$\beta = \frac{\mu_1+1}{\mu_1} \cdot \frac{r}{r+\dfrac{R}{1+pRC}} = \beta_0 \frac{1+pRC}{1+\beta_0 pRC} \approx$$

$$\approx \beta_0 (1 + pRC) \text{ dacă } \beta_0 \ll 1.$$

In cazul al doilea :

$$\beta \approx \beta_0 \left(1 + \frac{pL}{\gamma}\right)$$

deci

$$\beta \approx \beta_0 (1 + d\tau p)$$

unde

$$d = \frac{RC}{\tau} \text{ sau } d = \frac{L}{\gamma\tau}.$$

Expresia amplificării devine :

$$K' = \frac{K_0}{F + (2a + F\,d - d)\,\tau p + \tau^2 p^2}. \qquad (13)$$

Această expresie este analogă cu (1), astfel că tensiunea la ieșire este dată de o expresie analogă cu (2) cu singura deosebire că α și γ (respectiv λ) sînt înlocuite prin alte mărimi α' și γ' (respectiv λ') date de rădăcinile ecuației rezultate din anularea numitorului în (13)

$$\lambda' = \frac{4F'}{[2\,a + d\,(F -)]^2} \qquad (14)$$

$$\alpha' = \frac{1}{\tau}\sqrt{\frac{F'}{\lambda'}} \qquad (15)$$

$$t_{cr} = \frac{\theta'}{\alpha'} = \tau\theta' \sqrt{\frac{\lambda'}{F'}}. \qquad (15')$$

Dacă vom alege $\lambda' = \lambda$ vom avea forma tensiunii la ieșire identică cu cea dată de (2) la același λ (adică $h' = h$ și $\theta' = \theta$) însă la altă scară de timp ($\alpha' \neq \alpha$) și de tensiune ($F' \neq F$).

Amplificarea montajului este :

$$K_0' = \frac{K_0}{F'} = S_1 S_2 R_1 R_2 \frac{t_{cr}^2}{C_1 C_2 R_1 R_2\, \theta^2 \lambda} = \frac{\delta}{\lambda\theta^2} t_{cr}^2$$

adică este identică (la aceeași formă a tensiunii și la același timp de creștere) cu cea dată de (6').

Valoarea factorului de reacție poate fi aleasă acum foarte mare fără ca să ducă la deformarea răspunsului.

Din (14) rezultă valoarea necesară a elementului reactiv a circuitului de reacție :

$$d = \frac{2}{F-1}\left(\sqrt{\frac{F}{\lambda}} - a\right). \qquad (16)$$

Să exemplificăm cele de mai sus pe calculul numeric al unui amplificator de televiziune.

Amplificatorului i se cere o amplificare de circa 20 cu un timp de creștere de 0,05 μs, admițîndu-se o depășire de 5%.

Se folosesc tuburile 6AC7, $S = 9$ mmh$_0$, $Se \approx 2$ mmh$_0$, $Cg_c = 11$ pF, $Ca_c = 5$ pF, $i_a = 10$ mA, $i_c = 2{,}5$ mA, $Ug_0 = -2$ V.

Alegem valoarea rezistenței r din condiția de asigurare a autonegativării primului tub (ținînd seama că prin r trece și curentul repetorului catodic — circa 10 mA).

$$r = 100\ \Omega$$

$$F_1 = 1 + (S + Se)\, r = 2.$$

Apreciind capacitatea montajului la circa 15 pF rezultă $C_1 = C_2$ în jurul a 30 pF.

$$\delta = \frac{S_1}{F_1} \cdot S_2 \cdot \frac{1}{C_1 C_2} = 4{,}5.10^{16}.$$

Din fig. 4 găsim pentru $h = 5\%$, $\lambda = 2$, $\theta = 1{,}5$

$$K_0' = \frac{\delta}{\lambda \cdot \theta^2} \cdot t_{cr}^2 = 25.$$

Admițînd $a = 1$ avem în cazul reacției active $F = \lambda a^2 = 2$ ceea ce este prea puțin.

Adoptăm soluția cu reacția complexă și alegem $F = 100$.

$$K_0 = K_0' F = 2\,500$$

$$K_{02} = \sqrt{K_0 F_1} \approx 70$$

$$R_2 = \frac{K_{02}}{S_2} = 8\ \text{k}\ \Omega$$

$$R = r \frac{K_0}{F - 1} = 2{,}5\ \text{k}\Omega$$

$$d = \frac{2}{F - 1}\left(\sqrt{\frac{F}{\lambda}} - a\right) = 0{,}2$$

$$C = C_2 \frac{R_2}{R} \cdot d \approx 12\ pF.$$

Se înțelege că în calculul de proiectare se impun rotungirile care au fost, în general, omise în calculul de mai sus.

In ce privește C, acesta se realizează sub forma unui trimer, valoarea căruia se stabilește definitiv în mod experimental.

Bibliografie

[1] *Kontorovici M. I.*: Calculul operațional și fenomenele tranzitorii în circuitele electrice, Ed. Energetică de Stat, 1955.

[2] *Elmore W.* și *Sands M.*: Electronics (Experimental tehniques), New-York, 1949.

[3] *Rizkin A. A.*: Osnovî teorii usilitelnîh shem, Moscova, 1955.

[4] *Everest F. A.* și *Johnston H. R.*: The application of feedback to wide-bande output amplifiers. P.I.R.E. februarie, 1940.

[5] *Brockelsby*: Negative feedback amplifiers: conditional for maximal flateness, Wireless Eng., februarie, 1949.

[6] *Flood J. E.*: Negative feedback amplifiers: conditional for critical damping, Wireless Eng., iulie, 1950.

★

РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРПТНОЙ СВЯЗЬЮ

Резюме

Анализируется с точки зрения переходных процессов и частотной характеристики, схема известного импульсного усилителя с отрицательной ояратной связью. Дается единная методика расчёта.

★

BERECHNUNG DER IMPULSSVERSTÄRKER MIT NEGATIVER RÜCKKOPPELLUNG

Zusammenfassung

Vom Standpunkt des transitorischen Arbeitsprozesses und der Frequenz—charakteristik werden die Leistungen eines Impulssamplifikators mit negativer Rückkoppelung analysiert. Es wird eine einheitliche Berechnungsmethode der Schaltung dargestellt.

Contribuții la tratarea algebrică a schemelor electrice cu relee și contacte multipoziționale

Ing. E. GOILAV

621.372.6.512.8

În unele cazuri, schemele electrice conținînd contacte cu acțiune rapidă nu pot funcționa și cu contacte cu acțiune lentă. Se analizează cu ajutorul algebrei Booleene astfel de cazuri și se dă o metodă de cunoaștere a lor directă numai din examinarea funcției și a condițiilor de lucru ale schemei .De asemenea, se indică modul în care schema poate să funcționeze cu ambele feluri de contacte.

Aplicațiile algebrei Booleene la analiza și sinteza schemelor cu contacte și relee preocupă azi un număr tot mai mare de specialiști.

Cursurile ținute de acad. Gr. Moisil și studiile publicate de D-sa și de alți cercetători, au trezit un viu interes în massa oamenilor de știință și a tehnicienilor noștri asupra acestor probleme, fapt ce a condus la o tot mai largă aplicare a noii algebre în practica alcătuirii schemelor electrice.

În prezenta lucrare ne vom referi la o comunicare făcută de acad. Gr. Moisil la Secția de Științe Matematice și Fizice a Academiei R.P.R., cu privire la funcționarea schemelor cu butoni reali [1] în care se ajunge la concluzia că o schemă electrică odată concepută trebuie să fie verificată cum funcționează și cu butoni reali.

S-au numit în acea comunicare „butoni reali" butonii ai căror contacte trec dintr-o poziție extremă în alta în mod lent, adică așa cum se întîmplă în realitate ; dacă un astfel de contact ar acționa un releu, care ar trebui să rămînă atras în ambele poziții extreme ale contactului el ar putea să cadă în timpul trecerii acestuia dintr-o poziție extremă în alta și prin aceasta s-ar putea modifica programul funcțional al schemei din care face parte releul.

„Butonii ideali" s-au numit aceia ai căror contacte trec repede dintr-o poziție extremă în alta, astfel încît releul comandat nu are timpul să cadă.

În cele ce urmează aceste contacte vor fi numite : „tripoziționale" respectiv „bipoziționale".

S-au ales aceste denumiri considerîndu-le mai aproape de modul de funcționare ale contactelor respective. În adevăr, dacă unele contacte se deplasează dintr-o poziție extremă în cealaltă, mai încet decît timpul de cădere al releului pe care-l comandă, aceasta se petrece ca și cum contactul ar trece printr-o poziție intermediară — contactul întrerupt.

Deci un astfel de contact se comportă ca și cînd ar avea trei poziții, cele două extreme și una intermediară. Toate aceste trei poziții pot interveni în funcționarea releului pe care-l comandă ; la construirea unei scheme trebuie să se țină seama de toate aceste trei poziții ale contactului.

Contactele bipoziționale deși au și ele acea poziție intermediară de trecere, totuși fiind mai scurtă decît timpul de cădere a armăturii releului comandat, această poziție nu influențează cu nimic funcționarea releului ; este ca și cînd nici nu ar exista ; deci contactul se comportă din punct de vedere funcțional ca și cînd ar avea numai cele două poziții extreme.

*

Sinteza unei scheme electrice se face de obicei în ipoteza că se folosesc contacte bipoziționale. Acestea vor avea stările : stabilit și întrerupt.

Adoptînd notațiile covenționale $\bar{a}$ și a*) pentru cele două stări ale unui buton A și

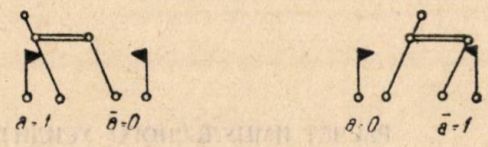


Fig. 1

ținînd seama că, contactele care au aceste două stări se pot afla la un moment dat montate în serie sau în paralel, va rezulta :

$$a\,\bar{a} = 0$$

$$a + \bar{a} = 1. \qquad (1)$$

Relațiile (1) caracterizează un contact bipozițional.

Butonii cu contacte tripoziționale vor putea avea ca relații caracteristice expresii de forma :

$$a\,\bar{a} = 0 \qquad a\,\bar{a} = p$$

sau (2)

$$a + \bar{a} = p \qquad a + \bar{a} = p$$

p, putînd lua valoarea zero și unu.

---

*) Pentru o mai ușoară înțelegere a aplicațiilor algebrei Boolene se poate consulta [1], [2], [3].

Astfel de contacte ar putea fi de forma :

$$a\,\bar{a} = 0 \quad a\,\bar{a} = p$$

$$a + \bar{a} = p \quad a + \bar{a} = 1.$$

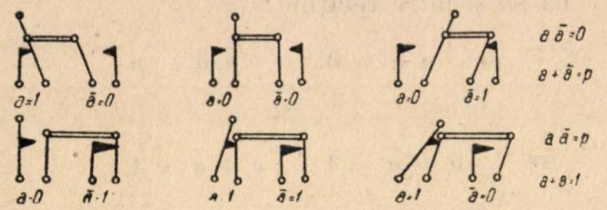


Fig. 2

O schemă construită cu contacte bipoziționale, poate funcționa și cu contacte tripoziționale numai dacă acestea din urmă nu au rolul de comutare a alimentării unor relee de pe o cale de curent a schemei pe alta și deci nu modifică funcționarea schemei în timpii intermediari ai contactelor.

În cazul cînd ar trebui efectuată o astfel de comutare schema se poate să nu mai funcționeze, de exemplu : în fig. 3 a, b la acționarea butonului A releul X se atrage pe calea de curent $\bar{b}.a.\bar{c}.X$, cînd se dezacționează butonul A alimentarea releului se va face prin calea de curent $\bar{b}.\bar{a}.$ și

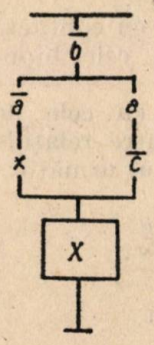


Fig. 3 a

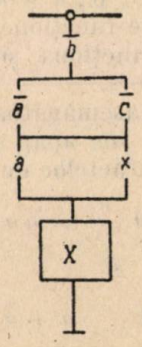


Fig. 3b

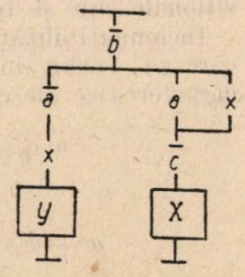


Fig. 4

x (deoarece releul X atras înseamnă și contactul x stabilit). Dacă butonul A are contactele sale de tipul bipozițional, releul X va continua să rămînă atras, dacă însă sînt de tipul tripozițional, atunci releul X nu se va mai menține atras pe timpul trecerii butonului A prin poziția mijlocie.

Schema din fig. 4 însă poate funcționa corect, deși conține contactele butonului A tripozițional.

La acționarea lui A se atrage releul X care apoi se automenține ; la dezacționarea lui A, releul X fiind atras, rămîne atras și permite atracția releului Y.

Această schemă funcționează cu butonul (A) tripozițional deoarece contactele acestuia nu comută alimentarea unui același releu de pe o cale de curent pe alta, deci între timpul lui de acționare și timpii de acționare ai releelor din schemă nu există nici o relație.

Deci, cauza esențială care face ca o schemă să nu funcționeze cu contacte tripoziționale este prezența în schemă a contactului tripozițional în calitate de comutator al alimentării unui releu.

Sînt cazuri cînd o schemă căreia i s-a făcut sinteza pe baza contactelor bipoziționale și deci nu funcționează cu contacte tripoziționale (schema de tipul celei din fig. 3), poate fi făcută să funcționeze și cu contactele tripoziționale ; aceasta fără a o modifica, ci numai aplicîndu-i unele transformări logice (fig. 3, *a*).

De exemplu o schemă electrică avînd doi butoni A, B și un releu X, funcționează după următorul program :

— în stare normală butonii A, B și releul X sînt neacționați, deci

$$a = 0\,;\, b = 0\,;\, X = 0\,;$$

— la acționarea butonului A releul X se atrage, butonul B rămînînd în stare normală, deci

$$a = 1\,;\; b = 0\,;\; X = 1\,;$$

— releul X fiind atras rămîne în această poziție ;

— la dezacționarea butonului A releul X rămîne atras, deci

$$a = 0\,;\; b = 0\,;\; X = 1\,;$$

— la acționarea butonului B releul X cade deci

$$a = 0\,;\; b = 1\,;\; X = 0\,;$$

— la dezacționarea butonului B schema revine în repaus, deci

$$a = 0\,;\; b = 0\,;\; X = 0.$$

Ecuația de recurentă va fi în acest caz :

$$X_{N+1} = f\,(a,\; b,\; X_N).$$

Introducînd valorile variabilelor din planul funcțional de mai sus, se va obține :

$$f\,(100) = 1\,;\; f\,(101) = 1\,;\; f\,(001) = 1\,;$$

$$f\,(010) = 0\,;\; f\,(000) = 0.$$

Funcția de lucru va fi :

$$F_x = a.\,\bar{b}\,\bar{x} + a\,\bar{b}\,\bar{x} + \bar{a}\,b\,x. \qquad (3)$$

Schema corespunzătoare va fi conform celei reprezentate în fig. 5.

Urmărind comportarea schemei se vede că ea lucrează conform programului, numai în cazul cînd contactele a și x sînt de tipul bipozițional și nu funcționează cînd acestea sînt de tipul tripozițional.

Prin restrîngerea termenilor, ecuația (3) poate fi pusă sub forma :

$$F_x = a\,\bar{b}\,\bar{x} + a\,\bar{b}\,x + \bar{a}\,\bar{b}\,x = a\,\bar{b}\,(x + \bar{x}) + \bar{a}\,\bar{b}\,x$$

apoi

$$a\,\bar{b}\,x + \bar{a}\,\bar{b}\,x = \bar{b}\,x\,(a + \bar{a})$$

deci

$$F_x = a\,\bar{b} + \bar{b}\,x = \bar{b}\,(a + x). \qquad (4)$$

Schema respectivă este reprezentată în fig. 6.

Această schemă funcționează atît cu contacte de tipul bipozițional cît și cu cele de tipul tripozițional.

Se observă că, deși s-a pornit de la o schemă care nu funcționa decît cu contacte bipoziționale, totuși numai prin simpla aplicare a simplificărilor puse la dispoziție de algebra Booleană, s-a ajuns fără alte modificări, la o schemă care lucrează și cu contacte tripozițională. Acest lucru pare anormal la prima vedere.

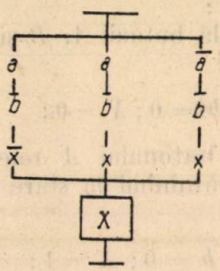


Fig. 5

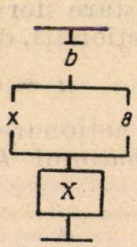


Fig. 6

Faptul se explică însă dacă admitem că o dată cu simplificările făcute, au fost înlăturate și unele incompatibilități care existau anterior, între condițiile de funcționare ale schemei cu contacte bipoziționale față de acelea de funcționare cu contacte tripoziționale.

*

O schemă a cărei sinteză s-a făcut cu contacte bipoziționale va putea lucra și cu contacte tripoziționale numai cînd între relațiile caracteristice ale contactelor (relațiile 1 și 2) nu există incompatibilități.

Între relațiile caracteristice ale contactelor

$$a\,\bar{a} = 0 \qquad a\,\bar{a} = 0$$

și

$$a + \bar{a} = 1 \qquad a + \bar{a} = p$$

există incompatibilitate între relațiile

$$a + \bar{a} = 1 \quad \text{și} \quad a + \bar{a} = p.$$

Într-adevăr, prima relație are totdeauna valoarea unu, pe cînd cea de a doua are valoarea unu și zero.

Cum valoarea unu este cuprinsă în valoarea lui p, rezultă că schemele construite cu contactele de tipul $a\,\bar{a} = 0$ și $a + \bar{a} = p$ vor putea funcționa cu contactele de tipul $a\,\bar{a} = 0$; $a + \bar{a} = 1$; invers însă nu.

La fel și între relațiile :

$$a\,\bar{a} = 0 \qquad a\,\bar{a} = p$$

și

$$a + \bar{a} = 1 \qquad a + \bar{a} = 1$$

există incompatibilități ; schemele funcționînd cu contacte de tipul $a\,\bar{a} = p$ vor funcționa și cu contacte de tipul $a\,\bar{a} = 0$; invers însă nu, deoarece $p = 0$ și 1.

Schema din fig. 6 funcționează cu contacte de tipul

$$a\,\bar{a} = 0; \quad a + \bar{a} = p$$

ea funcționează în același timp și cu contacte de tipul :

$$a\,\bar{a} = 0; \qquad a + \bar{a} = 1$$

Schema din fig. 5 însă nu funcționează cu contacte de tipul $a\,\bar{a} = 0$; $a + \bar{a} = p$, ci numai cu cele de tipul $a\,\bar{a} = 0$; $\bar{a} + a = 1$.

Deci, schemele care funcționează cu contacte tripoziționale pot funcționa și cu cele bipoziționale, nu și invers.

Incompatibilități asemănătoare cu cele de care s-a vorbit mai sus apar și între relațiile caracteristice ale contactelor de tipul următor :

$$a\,\bar{a} = 0 \qquad a\,\bar{a} = p$$

și

$$a + \bar{a} = 1 \qquad a + \bar{a} = 1.$$

În adevăr o schemă poate funcționa cu contacte de tipul $a\,\bar{a} = 0$ dar în acest caz ea nu va putea funcționa și cu contacte de tipul $a\,\bar{a} = p$ decît dacă s-au adus schemei unele transformări logice.

De observat că termenii de forma $a\,\bar{a} = 0$ nu intră printre componentele lui unu ; deci astfel de termeni pot apare într-o funcție de lucru numai dacă sînt introduși ca termeni egali cu zero, care deci, nu schimbă valoarea funcției, în scopul obținerii unor transformări logice ale schemei.

Prin adăugarea unor astfel de termeni se introduce condiția ca, în una din fazele sale de lucru, schema să lucreze numai cu contacte de tipul $a\,\bar{a} = 0$; aceasta va crea incompatibilitate cu funcționarea ei și cu contactele de tipul $a\,\bar{a} = p$.

Se știe că o funcție de mai multe variabile

$$F(a\ b\ c\ \ldots\ x\ y\ z)$$

poate fi pusă oricînd sub forma de mai jos, în raport cu o variabilă oarecare de exemplu cu variabila (a)

$$F(abc\ldots xyz) = [f_1(bc\ldots xyz)\ a + f_2(bc\ \ldots xyz)\ \bar{a}]\ X.$$

Prescurtat se poate scrie:

$$F_x = (Ma + N\bar{a})\ X.$$

În cazul cînd contactele a sînt de tipul bipozițional deci de tipul $a\ \bar{a} = 0$; $a + \bar{a} = 1$, funcția și deci schema respectivă va lucra după un program dat; în adevăr, cînd a și $\bar{a}$ vor lua valorile zero și unu, conform programului funcțional, funcția F_x va căpăta valoarea unu, deoarece totdeauna avem $a + \bar{a} = 1$ și deci a sau $\bar{a}$ au valoarea unu.

Funcția se va anula numai o dată cu M și N.

Dacă A este un buton cu contacte tripoziționale, adică pentru care avem:

$$a\ \bar{a} = 0;\quad a + \bar{a} = p$$

funcția $F_x = (Ma + N\bar{a})\ X$ se va anula cînd $a + \bar{a} = 0$ deci cînd butonul trece prin poziția mijlocie, aceasta independent de valorile lui M și N.

Prin urmare, funcția se anulează din cauza că în anumite faze de funcționare ale schemei, toți termenii funcției se anulează; fizic, acest lucru se exprimă prin aceea că toate căile de curent care alimentează releul sînt întrerupte.

Rezultă de la sine că:

a) funcția se poate anula cînd variabila tripozițională își schimbă valoarea și efectuează o comutare în circuitul de alimentare a unui releu din schemă:

b) pentru a evita anularea funcției de lucru va trebui ca ea să conțină cel puțin un termen care să nu se anuleze în timpul comutării.

Deci trebuie ca

$$F_x = (M_1\ a + N_1\ \bar{a} + T)\ X$$

în care s-a considerat pe a ca variabilă tripozițională iar T este independent de a.

Termenul independent se obține cînd se poate pune:

$$F_x = [(M_1 + T)\ a + (N_1 + T)\bar{a}]\ X$$

$$F_x = [M_1\ a + N_1\ \bar{a} + T\ (a + \bar{a})]\ X$$

$$F_x = (M_1\ a + N_1\ a + T)\ X.$$

Observații: Nu totdeauna se poate pune de la început funcția sub forma:

$$F_x = [(M_1 + T)\ a + (N_1 + T)\ \bar{a}]\ X.$$

În acest caz trebuie de încercat să se obțină rezultatul prin folosirea termenilor cu coeficienții diferiți de zero din dezvoltarea lui unu după componentele sale.

În cazul cînd nici acest procedeu nu dă rezultate, deci nu se poate obține un termen independent, schema nu va lucra cu variabilă tripozițională considerată.

Să considerăm o funcție care trebuie să lucreze cu două contacte de tipul tripozițional. Fie acele contacte a și b. Funcția poate fi pusă sub forma generală:

$$F = A\ ab + B\ \bar{a}\ b + C\ a\ \bar{b} + D\ \bar{a}\ \bar{b}$$

Dacă a și b ar fi bipozitionale, deci ar rezulta

$$a + \bar{a} = 1;\qquad b + \bar{b} = 1$$

funcția nu se va anula pentru valorile zero și unu pe care le pot lua a și b. Ea însă va deveni zero pentru valorile

$$a = \bar{a} = 0;\quad b = \bar{b} = 0$$

deci schema nu va funcționa cu contacte tripoziționale.

Funcția se va comporta la fel și în cazul cînd nu ar conține decît numai o parte din termenii săi.

Pentru a o face ca să lucreze și cînd contactele a și b sînt tripoziționale, va trebui să se obțină termeni independenți de aceste variabile.

Se disting în general două cazuri: 1) conform condițiilor de funcționare într-o fază de lucru, numai una din variabilele tripoziționale trece prin valoarea intermerdiară zero; cea de a doua nu se anulează în aceeași fază de lucru; 2) două sau mai multe variabile tripoziționale se anulează în același timp.

Pentru primul caz va fi suficient a obține cîte un termen independent de fiecare dintre variabilele tripoziționale considerate.

De exemplu, dacă în desfășurarea programului de funcționare, variabila tripozițională execută comutări de alimentare a releelor în mai multe faze de funcționare ale schemei, va trebui să o eliminăm din toți termenii corespunzători acelor faze; deci termenul independent va putea fi alcătuit din mai mulți termeni componenți.

Pentru cel de al doilea caz, termenului independent (eventual componentelor lui) va trebui să-i lipsească în același timp toate variabilele tripoziționale.

De exemplu funcțiile de variabilele $a\ b\ x\ y$

$$F_x = a\ \bar{b}\ \bar{x}\ \bar{y} + a\ \bar{b}\ x\ \bar{y} + \bar{a}\ \bar{b}\ x\ \bar{y} + \bar{a}\ b\ x\ y + \bar{a}\ \bar{b}\ x\ y$$

$$F_y = \bar{a}\ b\ x\ \bar{y} + \bar{a}\ b\ x\ y + \bar{a}\ \bar{b}\ x\ y + a\ \bar{b}\ x\ y + a\ \bar{b}\ \bar{x}\ y.$$

Se anulează cînd butoanele A și B sînt de tipul tripoziţional.

Considerăm că în programul funcţional A și B nu se anulează în acelaşi timp ; va fi suficient ca prin transformări logice, să se obţină funcţiile :

$$F_x = a\,\bar{b}\,\bar{y} + \bar{b}\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,x$$

$$F_y = \bar{a}\,b\,x + \bar{a}\,x\,y + \bar{b}\,y.$$

Fiecare din aceste funcţii au cîte un termen independent de a și unul independent de b ; în felul acesta funcţiile se vor anula cînd butoanele A și B vor trece pe rînd prin poziţiile lor intermediare.

Fie acum aceleaşi funcţii iniţiale ca și mai sus și admiţînd că variabilele tripoziţionale sînt A și X care nu se anulează în unele faze de funcţionare ale schemei cînd releul Y trebuie să rămînă atras. Pentru ca schema reprezentată de aceste funcţii să lucreze cu A și X tripoziţionale, va trebui, conform celor de mai sus, ca prin transformări logice să se obţină în funcţia releului Y un termen independent în acelaşi timp de A și X ; în adevăr, transformările fiind făcute (exemplul 3) se obţin funcţiile :

$$F_x = a\,\bar{b}\,\bar{y} + \bar{b}\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,x\,(b + y)$$

$$F_y = \bar{a}\,b\,x + b\,y$$

care va funcţiona cu variabilele A și X tripoziţionale.

În cazul cînd funcţia trebuie să lucreze cu mai mult de două variabile tripoziţionale, se va proceda în mod similar ca mai sus, pentru fiecare din cele două cazuri generale.

*

Se poate recunoaşte, de la început, că o schemă va funcţiona sau nu cu unul sau mai multe contacte de tipul tripoziţional.

Este suficient ca în programul de funcţionare al schemei să se observe dacă sînt faze de funcţionare pentru care variabila tripoziţională trece de la o valoare la alta efectuînd o comutare de alimentare a unui releu.

Pentru aceste faze, schema sub forma dedusă din sinteze, deci nesimplificată, nu va lucra cu variabila tripoziţională.

Rezultate mai sigure se pot obţine formînd tabela cu valorile funcţiilor de recurenţă, în care s-au introdus valorile pe care trebuie să le capete variabilele conform programului de funcţionare.

La fel se poate folosi și tabela prin care se descrie funcţionarea schemei.

În cazul cînd se cere ca un număr mare de variabile sau chiar toate să fie de tipul tripoziţional, va trebui observat dacă sînt faze în care $(n-1)$ elemente tripoziţionale trec în acelaşi timp prin valoarea zero ; cel de al n-lea element rămas, trebuie în acest caz să mai aibă pînă la sfîrşitul funcţionării schemei un timp în care să se anuleze, astfel ca schema să poată intra în repaus.

Să considerăm programul funcţional de mai jos :

$$\begin{array}{lllll} O & a=0 & b=0 & X=0 & Y=0 \\ I & a=1 & b=0 & X=1 & Y=0 \\ II & a=0 & b=0 & X=1 & Y=0 \\ III & a=0 & b=1 & X=1 & Y=1 \\ IV & a=0 & b=0 & X=1 & Y=1 \\ V & a=1 & b=0 & X=0 & Y=1 \\ VI & a=1 & b=1 & X=0 & Y=0 \\ VII & a=0 & b=1 & X=0 & Y=0 \\ O & a=0 & b=0 & X=0 & Y=0. \end{array}$$

Funcţia care rezultă din operaţiile de sinteză și care va satisface acest program funcţional va putea lucra cu contacte bipoziţionale.

Funcţia de lucru pentru releul X nu va putea lucra cu butonul A de tip tripoziţional, deoarece între fazele I și II de funcţionare ale schemei butonul trece prin poziţia intermediară $\bar{a} = a = 0$; de asemenea nu va funcţiona nici cu B de tipul tripoziţional deoarece și acesta între fazele II și III de funcţionare ale schemei trece prin poziţia intermediară ; funcţia releului Y nu poate lucra cu butonul A de tip tripoziţional deoarece între fazele IV și V de funcţionare, acesta comută alimentarea releului Y ; acesta însă trebuie să rămînă atras în fazele III-V ; schema nu poate funcţiona nici cu butonul B de tipul tripoziţional, deoarece acesta comută alimentarea aceluiaşi releu în fazele III și IV ; deci, va trece prin poziţia intermediară între aceste faze, ceea ce ar face ca releul Y să cadă, contrar programului de funcţionare.

Cunoscînd cauza pentru care o schemă concepută cu contacte bipoziţionale nu funcţionează cu contacte tripoziţionale, se poate găsi metoda pentru a o face să lucreze și cu astfel de contacte.

Prin simplificări logice și deci prin eliminări de factori care prezintă valori de comutare între două faze succesive, se va putea ajunge la termeni independenţi de variabila tripoziţională, dar care trebuie să mai conţină cel puţin un element. Aceasta ar conduce la concluzia că, nu toate elementele tripoziţionale ale unei funcţii pot să-și schimbe valorile în acelaşi timp. Cel puţin un element trebuie să fie de tip bipoziţional sau dacă este tripoziţional să nu își schimbe valoarea în acelaşi timp cu celelalte n-1 elemente.

In acest ultim caz, elementul al n-lea trebuie să mai aibă pînă la sfîrşitul funcţionării schemei un timp de lucru.

Ţinînd seama de cele de mai sus, mersul operaţiilor pentru aducerea unei funcţii ca să

lucreze cu contacte tripoziționale ar fi următorul :

— întocmirea tabloului prin care se descrie funcționarea schemei ;

— alcătuirea funcțiilor de lucru ;

— alegerea variabilelor care trebuie eliminate dintre diferitele faze de funcționare ale schemei ;

— eliminarea variabilelor și obținerea termenilor independenți ;

— alcătuirea funcției de lucru rezultante.

În cazul cînd nu se pot obține termenii independenți necesari, se va vedea în care fază de funcționare trebuie să se intervină cu elemente noi în schemă — temporizări, contacte speciale etc. — astfel încît să se mențină funcția în stare de lucru și atunci cînd variabilele tripoziționale își schimbă valorile.

*

Exemplul 1. Cunoscîndu-se programul de funcționare al unei scheme care cuprinde butoanele A, B și releele X, Y, să se verifice dacă ea funcționează cînd butonul A are contactele sale de tipul tripozițional.

Ce transformări logice trebuie efectuate asupra funcției de lucru rezultate din sinteză, pentru ca schema respectivă să poată funcționa cînd butonul A este de tipul tripozițional ?

Condițiile de funcționare sînt :

$0 \quad a=0\ b=0\ X=0\ Y=0$

$I \quad a=1\ b=0\ X=1\ Y=0$

$II \quad a=0\ b=0\ X=1\ Y=0$

$III \quad a=0\ b=1\ X=1\ Y=1$

$IV \quad a=0\ b=0\ X=1\ Y=1$

$V \quad a=1\ b=0\ X=0\ Y=1$

$VI \quad a=1\ b=1\ X=0\ Y=0$

$VII \quad a=0\ b=1\ X=0\ Y=0$

$O \quad a=0\ b=0\ X=0\ Y=0$

Se formează funcția de recurență :

$$X_{n+1} = f(a\ b\ x_N\ y_N)$$
$$Y_{n+1} = f(a\ b\ x_N\ y_N).$$

Introducînd condițiile de funcționare se obține

$f_x(1000) = 1$; $f_x(1010) = 1$; $f_x(0010) = 1$; $f_x(0110) = 1$;

$f_x(0111) = 1$; $f_x(0011) = 1$; $f_x(1001) = 0$;

$f_x(1101) = 0$; $f_x(1100) = 0$;

$f_x(0100) = 0$; $f_x(0000) = 0$.

$f_y(1000) = 0$; $f_y(1010) = 0$; $f_y(0010) = 0$; $f_y(0110) = 1$;

$f_y(0111) = 1$; $f_y(0011) = 1$; $f_y(1011) = 1$; $f_y(1001) = 1$;

$f_y(1100) = 0$; $f_y(0100) = 0$: $f_y(0000) = 0$.

Funcțiile de lucru vor fi :

$$F_x = a\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y} + a\,\bar{b}x\,\bar{y} + \bar{a}\bar{b}\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,b\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,b\,x\,y + \bar{a}\bar{b}\,x\,y$$

$$F_y = \bar{a}\,b\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,b\,x\,y + \bar{a}\bar{b}\,x\,y + a\,\bar{b}\,x\,y + a\,\bar{b}\,\bar{x}\,y$$

Schema corespunzătoare funcționează conform programului dat, dacă toate variabilele sînt de tipul bipozițional.

Cu variabila A tripozițională funcția F_x se va anula cînd a își schimbă valoarea de la faza I la faza II de funcționare, deși conform programului, funcția nu trebuie să se anuleze $(X = 1)$; tot așa F_y se va anula cînd a își schimbă valoarea de la faza IV la faza V.

Pentru a face ca funcția să lucreze conform programului și în cazul cînd butonul A este de tipul tripozițional, se va elimina pe a din termenii corespunzători fazelor I și II ai funcției F_x și din fazele IV și V ai funcției F_y ; dacă se fac și celelalte simplificări se obține :

$$F_x = a\,\bar{b}\,\bar{y} + \bar{b}\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,b\,x + \bar{a}\,x\,y = \bar{b}\,\bar{y}\,(a+x) + \bar{a}\,x(b+y)$$

$$F_y = \bar{a}\,b\,x + \bar{b}\,x\,y + a\,\bar{b}\,y = \bar{a}\,b\,x + \bar{b}\,y\,(a+x).$$

Schema astfel modificată (fig. 7) funcționează conform programului dat chiar și cînd butonul A este de tipul tripozițional.

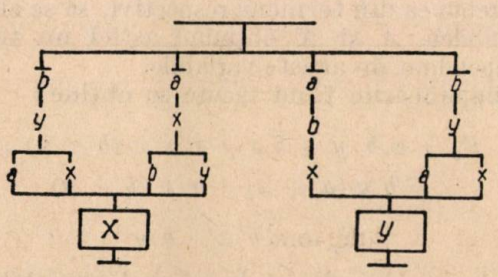


Fig. 7

Exemplul 2. Să considerăm același program funcțional și să transformăm funcțiile astfel ca ele să poată lucra cînd două variabile, butonii A și B, sînt de tipul tripozițional.

Cum în nici o fază de funcționare a releelor X și Y cele două variabile tripoziționale A și B nu se anulează în același timp, va fi suficient ca pentru fiecare funcție de lucru F_x și F_y să se obțină cîte un termen independent de a și altul independent de b.

Eliminînd variabilele tripoziționale din fazele I și II pentru F_x și III și IV pentru F_y și făcînd simplificările se obțin funcțiile :

$$F_x = a\,\bar{b}\,\bar{y} + \bar{b}\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,x$$

$$F_y = \bar{a}\,b\,x + \bar{a}\,x\,y + \bar{b}\,y.$$

Ultimii doi termeni din fiecare funcţie sînt independenţi de a respectiv de b; schema va

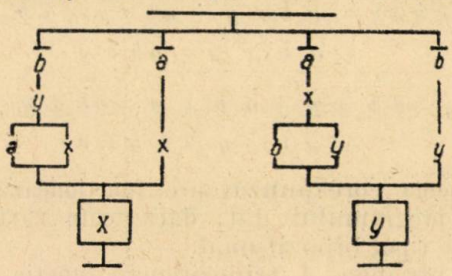


Fig. 8

lucra deci cu butonii A şi B de tipul tripoziţional (fig. 8).

Exemplul 3. Considerăm acelaşi program ca mai sus însă se aleg ca variabile tripoziţionale un contact de buton a şi unul de releu x. Ce trebuie făcut ca schema să funcţioneze şi în acest caz?

Din examinarea valorilor programului funcţional reiese că pentru funcţia F_x variabila tripoziţională a îşi schimbă valoarea în poziţiile I şi II; se va căuta deci ca din aceste faze să se elimine prin transformări logice ale termenilor funcţiei, variabila a.

Pentru funcţia F_y se observă că în fazele IV şi V amîndouă variabilele tripoziţionale A şi X trec prin poziţiile lor intermediare, deci contactele lor vor căpăta valoarea zero. Pentru a evita ca în aceste faze funcţia să se anuleze, va trebui ca din termenii respectivi, să se elimine variabilele A şi X obţinînd astfel un termen independent de aceste variabile.

Simplificările fiind făcute se obţine:

$$F_x = a\,\bar{b}\,\bar{y} + \bar{b}\,x\,\bar{y} + \bar{a}\,x\,(b+y) =$$
$$= \bar{b}\,\bar{y}\,(a+x) + \bar{a}\,x\,(b+y)$$

$$F_y = \bar{a}\,b\,x + \bar{b}\,y$$

Schema (fig. 9) va lucra cînd variabilele A şi X trec simultan, conform programului de

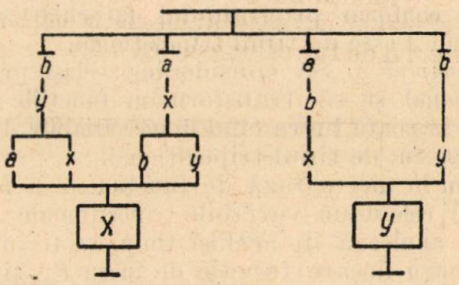


Fig. 9

funcţionare, prin valoarea zero; termenul $(\bar{b}\ y)$ permite releului Y să rămînă atras pentru orice valori capătă a şi x.

Exemplul 4. Să considerăm cazul cînd contactele a două relee sînt de tipul tripoziţional; de exemplu contactele releelor X şi Y din schema din fig. 10 sînt de tip tripoziţional. Să vedem dacă schema poate funcţiona după programul din tabela 1.

Tabela 1

	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
$\bar{a}$	a			$\bar{a}$		a		$\bar{a}$		
X		X					$\bar{X}$			
$\bar{Y}$			Y						$\bar{Y}$	
$\bar{Z}$					Z					$\bar{Z}$

S-au notat în fiecare fază de funcţionare contactele care sînt acţionate cu litere simple, iar cu litere barate, contactele care se dezacţionează.

Funcţiile de lucru ale schemei vor fi:

$$F_x = a\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z} + a\,x\,\bar{y}\,\bar{z} + a\,x\,y\,\bar{z} +$$
$$+ \bar{a}\,x\,y\,\bar{z} + \bar{a}\,x\,y\,z$$

$$F_y = a\,x\,\bar{y}\,\bar{z} + a\,x\,y\,\bar{z} + \bar{a}\,x\,y\,\bar{z} +$$
$$+ \bar{a}\,x\,y\,z + a\,x\,y\,z + a\,\bar{x}\,y\,z$$

$$F_z = \bar{a}\,x\,y\,\bar{z} + \bar{a}\,x\,y\,z + a\,x\,y\,z +$$
$$+ a\,\bar{x}\,y\,z + \bar{a}\,\bar{x}\,y\,z.$$

Puse sub aceste forme funcţiile nu vor putea lua valoarea unu cînd variabilele X sau Y vor lua valorile zero, deoarece fiecare termen, corespunzător fiecarei faze de lucru a schemei, conţine atît pe x cît şi pe y.

Pentru a face ca schema să funcţioneze, va trebui ca să se elimine pe X şi pe Y din termenii în care aceste variabile îşi schimbă valorile efectuînd o comutare de alimentare.

Conform tabelei 1, se vede că variabilele X şi Y nu îşi schimbă simultan valorile deci în termenii simplificaţi va fi suficient să se elimine doar cîte una dintre aceste două variabile din fiecare termen.

Se vor face următoarele eliminări:

— din F_x pe x dintre termenii I şi al II-lea iar pe y dintre termenii al II-lea şi al III-lea;

— din F_y pe x dintre termenii al V-lea şi al VI-lea iar pe y dintre termenii I şi al II;

— din F_z pe x dintre termenii al III-lea şi al IV-lea iar pe y dintre termenii al V şi al VI.

Se va obţine:

$$F_x = a\,\bar{y}\,\bar{z} + \bar{a}\,x\,y + a\,x\,\bar{z} =$$
$$= a\,\bar{z}\,(x + \bar{y}) + \bar{a}\,x\,y$$

$$F_y = a\,x\,\bar{z} + \bar{a}\,y + a\,x\,y = a\,x\,(y + \bar{z}) + \bar{a}\,y$$

$$F_z = \bar{a}\,x\,y + a\,y\,z + \bar{a}\,x\,z =$$
$$= (\bar{a}\,x + a\,z)\,y + \bar{a}\,\bar{x}\,z$$

Schema respectivă este reprezentată în fig. 10 şi funcţionează conform programului dat cînd X şi Y sînt tripoziţionali.

Exemplul 5 : Să considerăm cazul cînd două variabile tripoziţionale îşi schimbă valorile

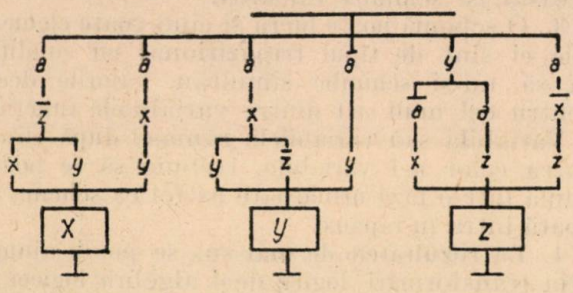


Fig. 10

între aceleaşi faze de funcţionare ale schemei şi să vedem cum trebuie transformată schema pentru ca ea să funcţioneze conform programului dat.

Fie programul de funcţionare de mai sus şi să considerăm acum ca variabile tripoziţionale pe A şi X.

După cele stabilite pînă acum va trebui ca pentru funcţia F_x să se obţină un termen independent de a — între fazele *III* şi *IV* din tabela 1, iar pentru funcţia F_y şi F_z să se obţină un termen independent de a şi x — între fazele *V*, *VI* şi *VII* din tabelă.

În ceea ce priveşte F_y se observă că va trebui să se obţină, prin simplificare, un termen de forma $y\ z$. Cu un astfel de termen schema nu va putea satisface programul dat deoarece termenul numai are nici un element de comandă fiindcă releul Y este comandat; a şi x lipsesc din forma simplificată a termenului, deci nu numai releul Y dar şi Z vor rămîne în continuare mereu atraşi. Din programul de funcţionare se vede că Z îşi schimbă poziţia intrînd în repaus numai cînd releul Y este căzut; ori prin obţinerea termenului $y\ z$ în circuitele releului Y acesta nu va mai cădea deoarece Y odată atras nu va mai cădea. Deci şi releele Y şi Z vor rămîne în continuare atrase.

Făcînd transformările logice se obţine :

$$F_x = x\ y\ z + a\ y\ \bar{z} + \bar{a}\ x\ y$$

$$F_y = a\ x\ \bar{y}\bar{z} + x\ y + a\ y\ z$$

$$F_z = \bar{a}\ x\ y\ \bar{z} + y\ z + \bar{a}\ \bar{x}\ \bar{y}\ z$$

In funcţia F_y nici nu se poate obţine termenul de forma yz deoarece pentru transformarea termenului $a\ y\ z$ în $y\ z$ va trebui să se utilizeze un termen de forma $\bar{a}\ \bar{x}yz$ sau $\bar{a}\ \bar{x}\ \bar{y}\ \bar{z}$; aceşti termeni însă, conform programului de funcţionare, trebuie să fie nuli.

Deci schema nu va putea lucra cu programul dat în cazul cînd variabilele A şi X ar fi de tipul tripoziţional.

Urmărind acelaşi raţionament ca şi mai sus, se va vedea că schema nu va putea lucra nici cu variabilele A şi Y de tipul tripoziţional deoarece în fazele *VI*, *VII* şi *VIII*, *IX* a şi y schimbîndu-şi în acelaşi timp valorile va trebui ca în funcţia F_z să se obţină un termen de forma xz deci independent de a şi y. În aceste faze însă, atît releul X cît şi Z nu îşi schimbă starea, iar în fazele următoare nu mai există vreun element de comandă care să provoace căderea releului Z. Deci, nici în acest caz schema nu va putea funcţiona.

Deşi schema nu funcţionează cu două variabile A şi X sau A şi Y de tipul tripoziţional, ea poate funcţiona totuşi cu trei variabile de tipul tripoziţional şi anume cu variabilele X, Y şi Z. În adevăr, după programul funcţional în nici o fază de lucru a schemei nu se anulează cîte două dintre aceste variabile în acelaşi timp, astfel încît să fie nevoie a se forma termeni care să împiedice funcţionarea corectă a schemei ca în cazurile de mai sus.

Pentru a obţine funcţiile de lucru ale schemei cînd cele trei variabile sînt tripoziţionale, va trebui să se facă următoarele eliminări :

— din F_x pe y dintre termenii *II* şi *III* iar pe z dintre termenii *IV* şi *V*;

— din F_y pe x dintre termenii *V* şi *VI* iar pe z dintre termenii *III* şi *IV*;

— din F_z pe x dintre termenii *III* şi *IV* iar pe y dintre termenii *V* şi *VI*.

Funcţiile transformate vor fi :

$$F_x = a\ \bar{x}\ \bar{y}\ \bar{z} + a\ x\ \bar{z} + \bar{a}\ x\ y$$

$$F_y = a\ x\ \bar{y}\ \bar{z} + a\ x\ y\ \bar{z} + \bar{a}\ x\ y + a\ y\ z$$

$$F_z = \bar{a}\ x\ y\ \bar{z} + \bar{a}\ x\ y\ z + a\ y\ z + \bar{a}\ \bar{x}\ z$$

care corespund unei scheme ce lucrează cu variabilele X, Y şi Z tripoziţionale.

Exemplul 6. Să considerăm cazul unei scheme cu trei elemente A, X şi Y şi să vedem dacă ea poate funcţiona cu două din ele ca variabile tripoziţionale care se anulează în acelaşi timp. Programul de funcţionare este arătat în tabela 2.

Tabela 2

$\bar{a}$	a		$\bar{a}$		a		$\bar{a}$	
$\bar{X}$		X		$\bar{X}$		X		$\bar{X}$
$\bar{Y}$		Y				$\bar{Y}$		

Funcţiile de lucru vor fi :

$$F_x = a\ \bar{x}\ \bar{y} + a\ x\ y + a\ \bar{x}\ y + a\ x\ \bar{y}$$

$$F_y = a\ \bar{x}\ \bar{y} + a.x\ y + \bar{a}\ x\ y + \bar{a}\ \bar{x}\ y$$

Sub aceste forme funcţiile nu pot lucra cu variabile tripoziţionale; în adevăr, toţi termenii conţin pe fiecare dintre cele trei variabile, deci se vor anula pe rînd cînd fiecare variabilă trece prin starea intermediară zero.

Să considerăm ca tripoziţionale variabilele X şi Y. Pentru a face ca schema să lucreze conform programului dat, va trebui să se obţină cel puţin cîte un termen în fiecare funcţie, independent de x şi y.

În funcţia F_x acest lucru este posibil deoarece X nu depinde de Y ci numai de A.

În funcţia F_y lucrul numai este posibil deoarece Y depinde de A şi X; deci în funcţia F_y, nu se va putea obţine prin transformări logice simple un termen care să fie independent de X şi Y. Deci schema în ansamblul ei nu va funcţiona cu variabilele X şi Y tripoziţionale.

Prin simplificări logice se poate obţine :

$$F_x = a$$

$$F_y = y\,(\bar{a} + x) + a\,\bar{x}\,\bar{y}.$$

Concluzii

1. O schemă construită cu contacte bipoziţionale nu poate funcţiona cu contacte tripoziţionale atît timp cît între relaţiile caracteristice ale celor două tipuri de contacte există incompatibilităţi.

2. Pentru ca o schemă, a cărei sinteză a fost făcută cu contacte bipoziţionale, să funcţioneze cu anumite contacte tripoziţionale, este suficient a obţine în funcţiile de lucru ale schemei un termen, care să nu se anuleze cînd variabilele tripoziţionale trec prin starea lor intermediară efectuînd o comutare.

Acest rezultat se poate obţine eliminînd variabila tripoziţională dintre termenii în care aceasta îşi schimbă valoarea.

3. O schemă poate lucra şi cînd toate elementele ei sînt de tipul tripoziţional cu condiţia ca să nu-şi schimbe simultan valorile decît pentru cel mult n-1 dintre variabilele funcţiei.

Variabila sau variabilele rămase după eliminarea celor n-1 variabile, trebuie să se poată anula într-o fază următoare astfel ca schema să poată intra în repaus.

4. La rezultatele de mai sus se poate ajunge prin transformări logice deci algebra logicei se aplică integral şi în cazul schemelor avînd releele montate în paralel ale căror contacte au diferite relaţii caracteristice (bipoziţionale, tripoziţionale etc.).

Bibliografie

[1] *Moisil Gr.* şi *Ioanin Gh.* : Asupra funcţionării schemelor cu butoni reali, Buletinul Ştiinţific al Academiei R.P.R. — Secţia Ştiinţe Matematice şi Fizice, nr. 1, tom VII ,ianuarie-martie 1955.

[2] *Moisil Gr.*: Teoria algebrică a funcţionării schemelor cu contacte şi relee în mai mulţi timpi, Studii şi cercetări matematice ale Academiei R.P.R., anul VI, ianuarie-iunie 1955, nr. 1—2.

[3] *Ioanin Gh.* :Procedee algebrice pentru obţinerea schemelor cu relee, Revista Electrotehnica, nr. 6/1955.

[4] *Nedelcu M.*: Analiza unor scheme cu relee temporizate, Buletinul Ştiinţific al Academiei R.P.R., Secţia de ştiinţe matematice şi fizice, tom. VI, nr. 1, ianuarie-martie 1955.

★

К АЛГЕБРАЙЧЕСКОМУ АНАЛИЗУ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ, СОДЕРЖАЩИХ РЕЛЕ И МНОГОПОЗИЦИОННЫЕ КОНТАКТИ

Резюме

В некоторых случаях, электрические схемы, содержащие быстросрабатывающие контакты, не могут работать в схеме совместно с контактами медленного действия. В статье исследуются подобные случая с помощью логической алгебры и излагается метод их непосредственного определения исходя из исследования функции и условий работы схемы.

Излагаются также возможность работы схемы с обеими видами контактов.

★

BEITRAGE ZUR ALGEBRISCHEN BEHANDLUNG DER ELEKTRISCHEN SCHALTUNGSSCHEMEN MIT RELAIS UND KONTAKTE MIT VIELFACHEN POSITIONEN

Zusammenfassung

In einigen Fällen können die elektrischen Schaltungen mit schnellwirkenden Kontakten nicht auch mit langsamwirkenden Kontakten arbeiten. Es werden mit Hilfe der Boolenalgebra solche Fälle analysiert und eine direkte Bestimmungsmethode derselben festgesetzt, u.zw. durch die Analyse der Funktion und der Arbeitsbedingungen der Schaltung.

Zugleich wird die Möglichkeit angegeben wie die Schaltung mit beiden Kontaktarten arbeiten kann.

ETALOANE DE FRECVENȚA ȘI DE TIMP

531.711: 621.317.361: 373

Articolul cuprinde o trecere în revistă a progreselor recente din domeniul măsurării cu precizie a timpului și frecvenței, insistînd asupra metodelor radiotehnice.

Sînt expuse mai întîi metodele astronomice de măsurare a timpului și instrumentele respective. Se trece apoi la etaloanele de frecvență bazate pe oscilatori stabilizați cu cuarț, dîndu-se amănunte asupra tăieturii cristalelor, modurilor de oscilație și asupra circuitelor asociate.

De un interes deosebit sînt etaloanele de frecvență care folosesc proprietățile atomilor și moleculelor. Unul din ele utilizează o linie de inversiune din spectrul amoniacului, a cărui frecvență este aproximativ 23 870 MHz. Se poate obține în acest fel un Q echivalent de 12 500.

Un alt etalon, folosind un fascicul de cesiu atomic (linia spectrală de circa 9 192 MHz) are un Q echivalent de 30 milioane.

Autorul încheie cu o trecere în revistă a aparatelor de laborator pentru măsurarea cu precizie a frecvenței.

(Din „*Proceedings of the I.R.E.*", vol. 43, nr. 9, septembrie, 1955, *F. D. Lewis*).

CITEVA DATE NOI ASUPRA DEMODULĂRII IN AER A DOUĂ ULTRASUNETE DE FRECVENȚE DIFERITE, DIN CARE CEL PUȚIN UNUL ESTE IN STARE STAȚIONARĂ

534.321.9 :534.29

Articolul prezintă o serie de date experimentale relative la un fenomen curios de producere a unui sunet obiectiv, din interferența a două ultrasunete în aer. Problema principală este de a se arăta că sunetul este obiectiv, adică există independent de neliniaritățile urechii. Experiențele prezentate pleacă de la producerea unei interferențe între două unde ultrasonore de 30 respectiv 32 kHz. Se arată rezultatele unui număr de experiențe relative la punerea în evidență a caracterului obiectiv al sunetului de 2 kHz produs.

Faptul pare curios, deoarece se știe că demodulări nu se pot produce decît în prezența unor elemente neliniare.

(Din „*Annales de Télécommunication*", vol. 10, nr. 2, februarie 1955, *S. Klein*).

O APLICAȚIE A EFECTULUI HALL ÎNTR-UN SEMICONDUCTOR PENTRU MĂSURAREA PUTERII ÎNTR-UN CÎMP ELECTROMAGNETIC

538.632.621.317.382

Articolul tratează despre aplicarea efectului Hall într-un semiconductor, de exemplu germaniul, la măsurarea puterii transmise de-a lungul unei linii sau prin interiorul unui ghid de undă. Se arată că expresia pentru valoarea instantanee a f.e.m. Hall generată într-o piesă mică de semiconductor plasată într-un cîmp electromagnetic este de exact aceeași formă ca expresia puterii instantanee care străbate semiconductorul. De aceea, valoarea medie în timp a f.e.m. Hall este o măsură directă a puterii, acest lucru fiind valabil atît în cîmpuri alternative cît și pulsante sau continui.

Articolul descrie diferite tipuri de wattmetre bazate pe principiul de mai sus și aplicate la o gamă largă de frecvențe. Metoda este deosebit de potrivită cînd avem de-a face cu cîmpuri magnetice intense ca în cazul conductorilor parcurși de curenți mari, cînd nu mai avem nevoie de transformatori de curent.

Experiențe făcute la 50 Hz și 300 MHz cu un cristal de germaniu tip n așezat în spațiu inelar dintre conductorul interior și cel exterior al unei linii coaxiale au arătat că pentru o putere dată, f.e.m. Hall a fost aceeași la ambele frecvențe. Aceasta permite etalonarea aparatului în frecvență industrială și utilizarea lui pînă la frecvențe foarte înalte.

(Din „*The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*", vol. 102, p. B., martie 1955, *H.E.M. Barlow*).

DISPOZITIV DE PRIM AJUTOR PENTRU CEI ACCIDENTAȚI PRIN ELECTRICITATE DE JOASĂ TENSIUNE

614.8—783 :612.014.424.4

Moartea celor electrocutați se produce nu atît prin sufocare, cît mai mult datorită vibrației (fibrilării) camerelor inimii. În mod normal, inima execută 60—80 contracții pe minut (pulsul). Sub influența curentului electric de o anumită intensitate, se produce fibrilația sus amintită și anume, în locul celor 60—80 contracții normale, inima intră într-o mișcare neregulată de contracție și dilatare cu frecvența de aproximativ 1 000/min. Examinată cu ajutorul electrocardiografului, această vibrație apare ca o oscilație neregulată. Clapele inimii nu mai pot urmări alternanțe atît de rapide, iar circulația sîngelui se oprește. Dacă această stare durează 10—15 minute, celulele din creer nu se mai pot regenera, ceea ce duce la moarte.

De aceea, prima îndatorire a colaboratorilor celui accidentat este să introducă îndată respirația artificială. Prin aceasta se menține o anumită circulație a sîngelui, iar medicul chemat poate uneori — prin intervenția cuvenită — să

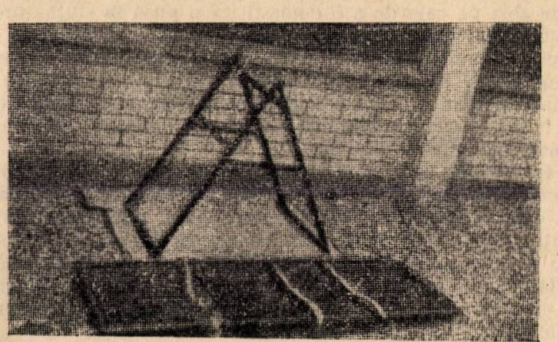


Fig. 1

oprească fibrilația camerelor inimii și să salveze pe cel electrocutat.

Se cunosc multe metode pentru respirația artificială. Cea mai cunoscută este cea manuală, bazată pe mișcarea brațelor, în așa fel încît să forțeze cavitatea toracelui să se dilate și să se contracte ritmic. Această metodă este însă obositoare.

Fig. 2

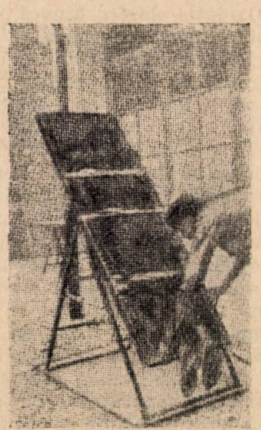


Fig. 3

O altă metodă se bazează pe un dispozitiv simplu, un fel de leagăn, reprezentat în fig. 1, 2 și 3. Cu ajutorul acestui leagne se poate efectua respirația artificială cu mai puține eforturi. Cel accidentat se culcă cu fața în jos pe scîndură, iar aceasta

se așază pe suport. Suportul are o înălțime de aproximativ 1 m, pentru a permite înclinarea scîndurii pe ambele părți, sub un unghi de aproximativ, 45°. În felul acesta, cel accidentat poate fi legănat, astfel încît timp de 2—3 s să aibă capul în jos și tot atîta timp capul în sus, de unde rezultă o frecvență de legănare de aproximativ 10—15 ori pe minut.

Cînd accidentatul se află cu capul în jos ,sîngele tinde să ajungă la cap și se produce o expirație. Totodată, capul se umple cu sînge. În poziția opusă a leagănului, picioarele se află jos, iar capul sus și datorită mișcării sîngelui, cavitatea toracică este umflată și se produce inspirarea. Totodată, sîngele curge de la cap spre picioare.

(După „*Bull. schweitz. elektrotechn. Ver.*" nr. 19,20/1954 și „*Elektrotechnik*" (R. Cehoslovacă) nr. 4/1955.)

ENERGIA SOLARĂ ȘI „ARDEREA RECE"

620.91/2

Odată cu creșterea populației globului și cu dezvoltarea vertiginoasă a industriei, impusă de nevoia ridicării nivelului de trai al oamenilor se pune din ce în ce mai acut problema descoperirii de noi surse de energie și a utilizării cu randament mai bun a celor deja exploatate. Energia atomului este abia pe cale de a fi domesticită și pusă în slujba progresului pașnic al omenirii, căreia îi promite perspective strălucite. Soarele este o altă sursă de energie aproape complet neutilizată. In sfîrșit, combustibilii solizi sînt folosiți cu randament prost din cauza diferitelor transformări pe care trebuie să le sufere energia chimică a acestor combustibili pînă devine energie electrică.

In ultimul timp s-au făcut cîțiva pași, deocamdată timizi, spre realizarea bateriei solare, care transformă razele soarelui în curent electric și care într-un viitor mai mult sau mai puțin îndepărtat va conduce la „centrala solară de forță". La primul congres internațional pentru utilizarea energiei solare, care s-a ținut de curînd în S.U.A., Uniunea Sovietică a prezentat deja un proiect de centrală solară cu putere de 1000 kW.

Pe de altă parte, Prof. Eduard Justi a făcut nu de mult la Academia de Științe din Mainz o comunicare referitoare la o altă soluție a problemei surselor de energie ale viitorului, anume la așa numitul „element de combustibil". Plecînd de la ideea că obținerea curentului electric într-un asemenea element galvanic se bazează în principiu, din punct de vedere chimic, pe o oxidație, ca și arderea combustibililor în focarele unei uzine termoelectrice, Prof. Justi consideră posibilă oxidarea cărbunelui într-un element galvanic și transformarea directă a lui în curent electric. Acesta este principiul așa zisei „arderi reci" uneori numită și „flacăra rece".

Oxidația electrochimică presupune, însă, aducerea în prealabil a „materialului activ" în stare de ioni, ceea ce în cazul cărbunelui este foarte greu, Prin încălzirea la 500—800°C într-o atmosferă de oxigen, a cărbunelui închis într-un cilindru de argilă îmbibat cu o soluție de sare și cufundat într-un vas cu oxid de fier, s-a obținut un curent de 1 Volt și un randament teoretic de 98 %. Dificultățile întîmpinate în construirea unui astfel de element „direct" pot fi evitate prin utilizarea cărbunelui sub formă gazeificată într-un element „indirect".

Forma ideală a „elementului cu gaz" este pila cu gaz tonant, care folosește energia chimică a reacției de combinare a oxigenului cu hidrogenul din care rezultă apă. Se pare că Prof. Justi a găsit o soluție foarte fericită a problemei, construind un element cu gaz tonant care funcționează la temperatură sub 100°, cu un randament de 70 %, ceea ce este extraordinar de mult, avînd în vedere că transformările de energie pe calea obișnuită, adică a căldării de aburi, a turbinei și generatorului de-abia ating un randament de 30 %. Pe același principiu se pot folosi și combustibilii lichizi, ca de exemplu petrolul.

In ce privește costul, posibilitățile de realizare tehnică și lipsa de pericol, această cale de obținere a curentului electric poate susține comparația cu energia atomică. E drept că în modul acesta nu se sporesc rezervele naturale de energie ale pămîntului, însă se dublează durata lor prin utilizarea cu randament de două ori mai bun a acestora.

(Din „*Das Elektron*", nr. 11/1955).

NOI CABLURI DE FORȚĂ

621.315.2

In ultimii ani au apărut mai multe construcții noi de cabluri. Acestea tind să înlocuiască clasicul cablu în manta de plumb și izolație de hîrtie.

Datorită costului ridicat și a greutății mari, s-a căutat să se înlocuiască mantalele de plumb ale cablurilor prin mantale de aluminiu sau mantale ondulate de oțel.

Mantalele de aluminiu — care astăzi se presează fără cusătură pe cablu — prezintă o serie de avantaje, printre care : sînt ușoare, au o rezistență mecanică suficientă fără a mai fi necesară armarea și sînt mai ieftine cu aproximativ 20 %. La cablurile pînă la 1 kV mantaua de aluminiu poate fi folosită drept conductor de nul, astfel încît aceste cabluri sînt în special indicate în rețelele de distribuție cu 4 fire.

Atît mantalele de aluminiu cît și cele de oțel trebuie protejate contra coroziunii.

Materialele sintetice sînt folosite actualmente pe scară largă, servind astfel atît ca izolație cît și ca manta.

Cablurile izolate și învelite în materiale sintetice se întrebuințează pentru instalații industriale sau casnice și prezintă printre altele următoarele avantaje : greutate redusă, nu necesită armare, admit îndoiri cu raze de curbură mici, nu sînt inflamabile, suprafața lor este lucioasă și curată ; montajul este simplu deoarece în interior nu necesită cutii terminale sau mufe, sînt rezistente la agenții chimici etc.

Pînă în prezent se foloseau la montarea lor în exterior cutii terminale similare cu cele pentru cablurile cu manta de plumb. Actualmente se folosesc din ce în ce mai multe mufe și cutii terminale turnate pe loc din rășini speciale care prin autopolimerizare se întîlnesc și se fixează pe cabluri.

(Din „*E.T.Z.—B*, caiet 4, 21 aprilie 1955, pag. 124, *Friedrich Otten*).

STADIUL DEZVOLTĂRII INSTALAȚIILOR DE ÎNALTĂ TENSIUNE COMPUSE DIN CELULE TIP

621.316.37

In trecut în Germania se foloseau aproape numai instalații deschise de înaltă tensiune. După 1945 instalațiile în celule metalice tip au început să fie folosite din ce în ce mai mult pentru tensiuni pînă la 20 kV. Astăzi, cînd acestea se folosesc pe scară întinsă, se pot deosebi două feluri de instalații :

1) celule în care aparatele montate în interior sînt fixe ; acestea se construiesc atît pentru montaj în interior cît și pentru montaj în aer liber — ultimile fiind mult folosite la alcătuirea stațiilor pentru transformatorii de rețea ;

2) celule conținînd cărucioare pe care este montat aparatajul de întrerupere ; acestea prezintă avantajul înlocuirii ușoare și rapide a aparatajului, precum și posibilitatea reviziei și întreținerii simple.

După ce se examinează modul de construcție al cărucioarelor cu aparataj de înaltă tensiune, se arată avantajele acestora. Printre altele se citează următoarele avantaje : montaj rapid la locul destinat, spațiile mici necesitate pentru instalație, posibilități de înlocuire și extindere ușoară, înlăturarea pericolului atingerilor, protecția contra prafului, precum și o proiectare cît se poate de simplă.

Din punct de vedere economic ele sînt extrem de avantajoase deoarece prin posibilitatea fabricării în serie se reduce mult costul.

O construcție economică cere însă să se renunțe la dorințele speciale în legătură cu aparatajul și să se treacă la o normalizare. Unele din firmele mari au și început fabricarea în serie a unor astfel de cărucioare și este probabil că în scurt timp și celelalte le vor urma.

(Din *ETZ-B*, caiet 4, aprilie, 1955, pag. 101, *Botho Fleck*).

RELEUL DE TIMP CU TEMPORIZARE INDUCTIVĂ. TIP „TL" FABRICAT DE CKD — R. CEHOSLOVACĂ

621.316.925.451 (437)

Pentru pornirea motoarelor asincrone cu rotor bobinat se folosesc tot mai frecvent contactori electromagnetici care scurtcircuitează treptat rezistența de pornire, adică exclud din circuit — succesiv — o treaptă a rezistenței după cealaltă. Pentru acționarea consecutivă a contactorilor se folosesc relee de tip independente sau incluse în contactori.

Aceste relee se bazează pe dispariţia lentă a cîmpului într-un circuit magnetic închis, deci nu au nevoie de mecanismul de ceasornic obişnuit, compus din roţi dinţate de precizie şi alte elemente delicate.

Acest releu de timp cu temporizare inductivă (fig. 1) conţine un jug masiv de oţel *A* şi un miez *B* din bară rotundă. Ancora *C* se sprijină pe suprafaţa precis rectificată a miezului,

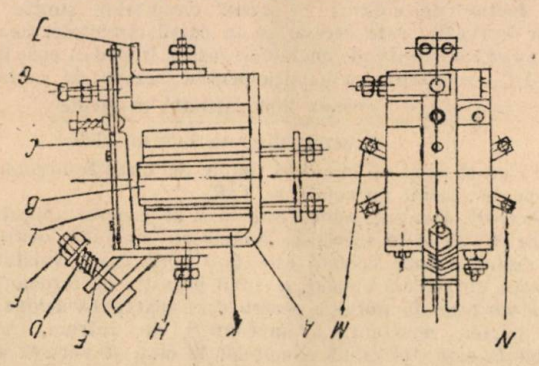


Fig. 1

fără nici un întrefier. O cît de neînsemnată modificare a suprafeţei de contact magnetic provoacă însă schimbări în sistemul magnetic şi deci variază întîrzierea releului.

Ancora releului pendulează în jurul unei axe teoretice din marginea ei superioară ascuţită ca un tăiş de cuţit. In felul acesta releul nu mai conţine acele părţi rotative care de obicei se uzează sau se defectează în aparatele de precizie.

Ancora este rabatată de arcul *D*, un arc elicoidal puternic prin care trece şurubul *E* cu piuliţa exagonală *F* pentru reglarea presiunii arcului. Poziţia definitivă se fixează cu un şplint. Rabatarea ancorei este limitată prin opritorul *G* reglabil care serveşte totodată şi drept contact de repaus. Borna de racordare *H* pentru acest contact se găseşte în partea superioară a jugului, astfel încît curentul trece de la

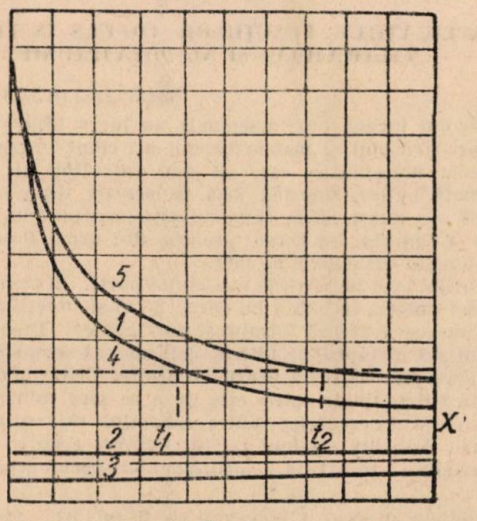


Fig 2.

suprafaţa de contact în ancoră unde îşi continuă traseul pînă la opritorul inferior. Cel de al doilea contact *I* este un contact de lucru. Schimbînd între ele benzile conductoare fixe, acest contact poate fi transformat în contact de repaus.

Pe miezul rotund se găseşte bobina *K* cu două bobine: cea interioară pentru neutralizare, cu un număr mic de amperspire, conectat la bornele superioare *N*; cea principală, cu un număr mare de amperspire, conectat la bornele inferioare *M*. Inceputurile bobinelor se află pe o parte, capetele pe partea opusă a releului. Bobinele se conectează astfel încît fluxurile magnetice induse să acţioneze unul contra celuilalt.

Temporizarea releului poate fi mărită prin aplicarea unei ţevi *L* de cupru, pe miezul releului. In cazul cînd releul trebuie să aibă o temporizare mică, se fixează pe suprafaţa de contact a ancorei un adaos subţire din material nemagnetic.

Dacă se conectează ambele bobine — cea principală şi cea de neutralizare — releul atrage ancora. Bobina de neutralizare nu influenţează practic fluxul releului foarte saturat. Cînd se întrerupe curentul în bobina principală, fluxul magnetic care trece prin miez nu încetează brusc, ci conform curbei *1* din fig. 2. Curba fluxului magnetic scade foarte încet, deoarece releul nu are deloc întrefier.

Pentru menţinerea ancorei în stare atrasă este nevoie doar de un flux neînsemnat, astfel că timpul de descreştere a fluxului este folosit pînă la limita extremă. Dacă fluxul scade într-atît încît forţa de tracţiune a arcului predomină faţă de forţa de atracţie magnetică, ancora releului cade şi contactele se întorc în poziţia normală de repaus.

Fluxul magnetic în bobina de neutralizare, flux care acţionează împotriva fluxului bobinei principale, este reprezentat în fig. 2 prin dreapta *2* sub axa *X*. Arcul sprijină acţiunea bobinei de neutralizare, ceea ce în diagramă apare ca o înălţare a cîmpului bobinei de neutralizare la valoarea reprezentată de dreapta *3*. Prin mutarea acestei drepte peste axa *X* se obţine dreapta *4*. Intersecţia t_1 cu curba *1* indică — pe axa *X* — întîrzierea căderii ancorei releului după ce bobina principală a fost deconectată.

Intîrzierea releului poate fi reglată pe de o parte prin variaţia intensităţii curentului în bobina de neutralizare, pe de alta prin reglarea forţei arcului. Pentru ca releul să funcţioneze mai precis, punctul t_1 — în care arcul împreună cu bobina de neutralizare învinge forţa exercitată de cîmpul bobinei principale — trebuie să fie în partea abruptă a curbei.

Curba *5* din fig. 2 reprezintă variaţia cîmpului magnetic sub influenţa încetinătorului, adică a ţevii de cupru prin care se trece miezul. In această ţeavă se induce — la slăbirea fluxului — un curent care se opune variaţiilor fluxului magnetic, iar timpul se prelungeşte de la t_2 la t_1.

Există diverse scheme de conectare a releului, care contribuie la mărirea întîrzierii, pînă la cel mult 9 secunde.

Se fabrică şi un contactor — tipul AT — în care releul de timp este deja inclus.

Releul şi contactorul descris se combină în diverse moduri, în cunoscutele automate de pornire a motoarelor care acţionează maşinile unelte.

(Din „*Elektrotechnik*", nr. 8/1955, pag. 252)

AMPLIFICATORUL MAGNETIC FOLOSIT CA ELEMENT EXECUTOR LA TELECOMANDA INSTALAŢIEI DE ILUMINAT A SCENELOR DE TEATRU

621.318.42 : 628.973.725.82

Nici o aplicaţie tehnică nu este atît de exigentă faţă de reglajul iluminatului, ca instalaţia de iluminat a unui teatru. Chiar şi în studiourile cinematografice, pauzele dintre scenele scurte permit conectarea sau deconectarea unui număr arbitrar de reflectoare de orice fel. In teatru — în schimb — toate modificările trebuie efectuate în timpul scenei, în ritmul şi la valoarea dinainte stabilită. Trebuie să se ilumineze decorurile de diverse culori, cu lumină de diferite intensităţi şi prin diferite filtre colorate, iar tranziţiile sînt uneori bruşte, alteori lente şi în orice caz destul de frecvente, cu sau fără repetiţie, cuprinzînd ansamblul scenei sau numai detalii care trebuie scoase în relief. Amplitudinile variaţiilor lente se extind uneori de la lumina zilei pînă la atmosfera de noapte.

Pentru aceasta din urmă utilizare se pot folosi foarte bine amplificatorii magnetici şi anume în schema pentru comanda tensiunii (fig. 1). Instalaţia cuprinde doi redresori uscaţi, care în combinaţie cu un bobinaj bine dimensionat al amplificatorului magnetic asigură un reglaj aproape independent de sarcină. In sensul strict al cuvîntului „comanda tensiunii" nu se referă la funcţionarea circuitului ci la rezultat, deoarece circuitul preia rolul unui dirijor de tensiune.

Independenţa de sarcină a acestui reglaj se bazează pe următoarele procese: prin fiecare bobinaj de lucru al amplificatorului magnetic trec numai semi-undele sinusoidale ale curentului alternativ de lucru. De aici rezultă că în aceste bobinaje, componenta de curent continuu creşte cu sarcina şi contribuie la saturarea bobinelor de reactanţă în funcţie de sarcină. Deci punctul de funcţionare al amplificatorului magnetic se deplasează — în funcţie de consum — spre regimul saturat.

Comanda de exploatare a saturației și deci a iluminării se face cu reostatul R, conform principiului cunoscut al amplificatorului magnetic.

O stabilizare și mai bună a regimului de funcționare se poate realiza cu o instalație mai complexă, de exemplu adăugînd la fiecare bobină de reactanță care conține bobinajul

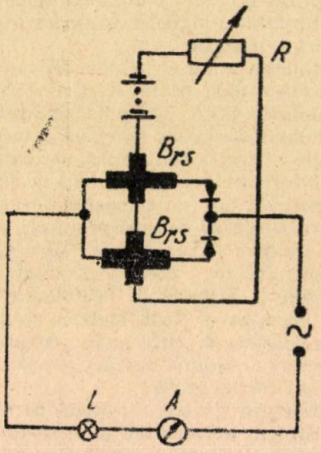


Fig. 1. Schemă de automatizare cu scindarea curentului alternativ de lucru în două semiunde de curent continuu
B_{rs} — bobina de reactanță cu saturație

de lucru și cel de comandă, un bobinaj de stabilizare (fig. 2) excitată de la un redresor (în cazul figurii, în serie cu sarcina). Curentul continuu variază cu sarcina și contribuie la saturarea

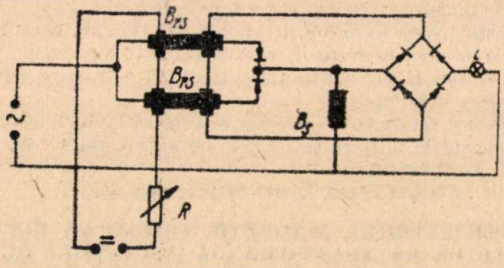


Fig. 2. Reducerea influenței sarcinii printr-un redresor conectat în serie cu lampa și excitînd bobinajul de stabilizare al amplificatorului magnetic.

miezului. Astfel se elimină nu numai influența variațiilor de sarcină ci și cea a flutuațiilor rețelei.

Paralel cu circuitul sarcinii se montează o bobină de șoc cu care poate fi reglată arbitrar proporționalitatea între curentul continuu de comandă și curentul alternativ de sarcină.

(Din „*Deutsche Elektrotechnik*" nr. 9/1955).

CONDENSATORUL SERIE FOLOSIT PENTRU IMBUNĂTĂȚIREA TENSIUNII IN REȚELELE DE TENSIUNE MIJLOCIE

621.319.4.016.25 : 621.316.13

Condensatorul-serie este un mijloc potrivit și economic pentru îmbunătățirea și uniformizarea tensiunii în rețelele de tensiune mijlocii.

După ce se expune modul de calcul al condensatorilor serie se examinează schema de montaj a acestora. In continuare se arată că folosirea condensatorilor serie este mult mai economică decît mărirea secțiunii conductorilor, cu excepția liniilor foarte scurte, la care costul relativ al condensatorilor este ridicat.

Articolul se încheie cu o trecere în revistă a particularităților tehnice ale condensatorilor-serie. Printre altele se atrage atenția asupra fenomenelor de rezonanță precum și de autoexcitație a mașinilor asincrone.

(Din „*E.TZ.-B*, caiet 4, aprilie, 1955 pag. 105, *W. Schick* și *E. Waldmann*)

ASUPRA CONCEPTULUI DE FACTOR DE CALITATE AL CIRCUITELOR ELECTRICE

621.372.5.017.2

Se analizează în primul rînd noțiunea de factor de calitate al circuitelor cu constante concentrate, Se arată că spre a se evita introducerea unor neconcordanțe între noțiunea de factor de calitate în cazul circuitelor simple serie sau derivație, este necesar ca în cazul circuitelor complexe să nu se mai confunde unghiul de fază al impedanței de intrare cu $1/Q$. Se adoptă ca definiție pentru factorul de calitate Q:

$$Q = 2\pi \frac{\text{energia înmagazinată în medie}}{\text{energia disipată într-un ciclu}}.$$

Se arată apoi că în cazuri simple de circuite nerezonante, se poate stabili formula $Q = X/R$.

Această formulă numai este însă în general aplicabilă la orice circuit și în special la circuite cu constante distribuite. O definiție mai corectă este $Q = \omega/(2\,\Delta\omega)$, valabilă tot pentru un circuit bipolar, ω fiind pulsația de rezonanță, iar $\Delta\omega$ variația de pulsație pentru care reactanța devine egală cu partea rezistentă a impedanței de intrare. Această formulă este aplicabilă circuitelor la care R variază lent în jurul lui ω.

Plecînd dela această formulă se calculează o expresie pentru Q în funcție de impedanța de intrare a circuitului considerat.

Se calculează apoi din punct de vedere energetic Q-ul unei linii uniforme. Formulele obținute arată că în cazul liniilor a căror lungime este aproximativ egală cu un multiplu de $\lambda/4$, diferă profund de formulele analoge date de F. E. Terman (Elec. Eng. v. LIII, iulie 1934, p. 1 046).

Se dau grafice care arată valoarea raportului dintre valoarea lui Q calculată prin raportul X/R — și valoarea lui Q conform noii definiții. Graficele se referă la liniile în gol și la cele în scurtcircuit. Din ele rezultă că pe măsură ce lungimea liniei crește, acest raport este mai mic, dar pentru linii scurte, raportul celor două valori ale lui Q poate depăși valoarea 1,5.

(Din „*Elettronica*", IV/1955, *Antonino la Rosa*)

APLICAȚIILE FUNCȚIILOR IMPULS ÎN TEORIA FILTRAJULUI ȘI AL PREVIZIUNII

621.372.52.015.33 : 517.9

Articolul începe prin a semnala un lucru bine cunoscut : adeseori fizicienii și matematicienii au creat instrumente și probleme matematice care au pus dificultăți și probleme matematicienilor, aducînd însă în același timp o metodă comodă de lucru. Este cunoscut astfel calculul lui O. Heaviside și funcția lui Dirac, aceasta din urmă formînd tocmai obiectul articolului de față.

Articolul este împărțit în mai multe părți. In prima prte se tratează funcția impuls a lui Dirac $\delta(x)$ și funcțiile asociate în a doua, se tratează filtrajul și previziunea. Problema filtrajului stă în faptul că filtrele deformează semnalele transmise prin ele, datorită benzii lor finite. Criteriul de alegere al unui filtru liniar optim este de a se face minimă media pătratică a diferențelor dintre semnalul util și răspunsul filtrului. Aceasta conduce la așa numita ecuație integrală Wiener-Hopf. In articol se analizează în special ecuația

$$\varphi_{EU}(\tau + \alpha) = \int_0^\infty \varphi_{EE}(\tau - \tau')\, W(\tau')\, d\tau' \qquad \tau > 0$$

care leagă caracteristica filtrului $W(t)$ cu funcția de autocorelație φ_{EE} a semnalului la intrare și cu semnalul util φ_{EU}.

In cele din urmă, autorul tratează două exemple, luate din lucrarea lui N. Wiener „Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series", ajungînd cu ușurință la aceleași rezultate ca și Wiener.

Articolul utilizează un formalism matematic relativ simplu : integrări în planul complex, transformări Fourier, ecuații integrale liniare. In general, aparatul matematic nu este exagerat, scopul autorului fiind tocmai o prezentare cît mai simplă a acestor probleme dificile ale teoriei moderne a telecomunicațiilor.

(Din *Annales de Télécommunications*, vol. 10, nr. 6, iunie, 1955, *V. Namias*).

INFORMAȚIE SELECȚIE, INFORMAȚIE SELECTIVĂ

621.39

Dezvoltările recente ale teoriei informației au condus pe unii cercetători să confunde în mod voit entropia și informația. Autorul arată că aceasta nu este posibil în cazul informației selective, fără a se ridica obiecții serioase.

In articol, autorul reia și prelungește un calcul al lui Woodward aplicînd rezultatele la cazul simplu al comunicației între două persoane. Se introduce apoi o definiție a informației care poate fi pusă în legătură cu entropia. Se arată cum se poate opera o selecție cu un risc cu atît mai mic cu cît debitul este mai mare și alegerea de făcut mai restrînsă. Se ajunge astfel la rezultatul că concepția entropică a informației introduse are și proprietăți contrarii celor postulate de Shannon în teoria sa.

Concluziile articolului sînt : informația are o corespondență entropică sigură ; selecția este o operație care consumă entropie ; informația selectivă are o corespondență entropică formală dar nu sigură.

(Din *Annales de Télécommunications*, vol. 10, nr. 2, februarie, 1955, *M. Laloë*).

DISTORSIUNILE IN AMPLIFICATORII CU REACȚIE

621.396.645.34.018.33

Utilizarea reacției în amplificatori a însemnat un important pas în îmbunătățirea performanțelor acestora și în special în ceea ce privește reducerea distorsiunilor. Studiile anterioare efectuate priveau cazul în care bucla de reacție prezintă o caracteristică independentă de frecvență. Studiul de față își propune tocmai să se ocupe de problema reducerii distorsiunilor în amplificatorii la care caracteristica de frecvență a buclei de reacție depinde de frecvență. Metoda propusă este aplicabilă atunci cînd componentele provenind din distorsionare sînt mici față de fundamentală și cînd caracteristica elementului neliniar poate fi reprezentată printr-o serie de puteri.

Iată pe scurt metoda : fie $e_i = A \cos \alpha t$ semnalul aplicat la intrare și $i = \sum_1 a_b e^n$ unde e este tensiunea grilă catod la tubul considerat, unde

$$e = \sum_0 k_n \cos n \alpha t.$$

Introducînd această expresie a lui e în formula curentului, se obține o expresie pentru i. Pentru simplitate autorul consideră numai primii trei termeni din seria care leagă curentul de e. Se precizează în plus că mărimile k sînt de natura unor tensiuni, deci cu aceste mărimi nu se lucrează la fel ca și cu numerile complexe, ci înmulțirea lor se face după regula :

$$k_a k_b \cos p \cos q = \frac{1}{2} k_a k_b \cos (p + q) - \frac{1}{2} k_a k_b^* \cos(p-q)$$

k^* reprezentînd conjugatul complex a lui k $(p > q)$.

In cazul unui circuit la care reacția se face numai printr-o impedanță catodică, deci

$$e = e_i - Zi$$

se obține rezultatul cunoscut că în cazul distorsiunilor mici

$$k_1 \approx \frac{A}{1 - a_1 Z_1}.$$

In articol se dau expresiile și pentru celelalte amplitudini ale termenilor superiori. De asemenea se studiază amplificatorul în contratimp, arătîndu-se care sînt particularitățile respective. La acest amplificator, reacția se face prin impedanța catodică comună.

In concluzie se subliniază că, armonica a treia poate apare la amplificatorii cu reacție chiar dacă elementul neliniar nu are termeni pătratici, termenul de ordin trei provenind din interacțiunea armonicii doi — provenind din termenul pătratic al caracteristicii — cu fundamentala.

Se subliniază de asemenea că orice tendință la instabilitate în bucla de reacție, conduce la nivele de distorsiune anormal de mari.

Articolul citează cinci titluri la bibliografie. In apendice se dau formulele corespunzînd amplificatorilor la care la intrare nu se aplică un semnal sinusoidal, ci semnale formate din două sau trei semnale sinusoidale.

(Din „*The Bell System Technical Journal*", vol. XXXIV, nr. 6, noiembrie, 1955, pag. 1265—1285, *R. W. Ketchledge*).

PROIECTAREA OPTIMĂ A ANTENELOR DIRECTIVE SUPUSE VARIAȚIILOR ALEATORII

621.396.677.001.13

In ultimii ani au devenit tot mai frecvente studiile în care se ține seama de funcționarea sistemelor de telecomunicații și de electronică în condiții variind statistic în timp. Se cunosc astfel studiile importante începute de Wiener relativ la funcționarea filtrelor în condițiile de zgomot dat, studiile relative la funcționarea servomecanismelor supuse perturbațiilor statistice, studiile de teoria informației etc. Articolul face parte din aceeași categorie de studii. El se referă la variațiile pe care le suferă caracteristicile unui sistem directiv, atunci cînd poziția elementelor și curenții variază în mod aleatoriu în jurul valorilor medii.

In cadrul anumitor ipoteze, se arată că în aceste condiții statistice caracteristica sistemului radiant poate fi considerat ca fiind caracteristica nominală a sistemului, plus o caracteristică de „fond" care este chiar caracteristica unui element izolat.

Se arată că dacă antenele se excită astfel încît să se obțină superdirectivități, se poate ca „fondul" să șteargă complet caracteristica teoretică — dacă nu se iau măsuri cu totul excepționale pentru a menține excitarea dorită.

Se dă o metodă care permite să se maximalizeze cîștigul sistemului, păstrînd nivelul „fondului" constant, iar gradul cu care se controlează curenții din antene și poziția radiatorilor fiind cunoscut.

Metoda propusă este ilustrată cu exemple numerice.

(Din „*The Bell System Technical Journal*" vol. XXXIV, 1955, pag. 637—663, *Gilbert E. N. și Morgan S. P.*).

SURSE DE ALIMENTARE CU TRANZISTORI

621.396.689 : 537.311.33

Metodele cunoscute de conversiune de la joasă la înaltă tensiune în curent continuu (vibratori, convertizori rotativi, inversori cu tiratron) nu sînt potrivite pentru puteri foarte mici (fracțiuni de watt pînă la cîțiva wați). Autorul descrie un circuit cu tranzistori care permite obținerea tensiunilor înalte necesare aparatelor de radiorecepție, măsură, oscilografelor catodice etc., plecînd de la baterii uscate.

Principiul este următorul : în primarul unui transformator ridicător de tensiune, un tranzistor întrerupe periodic curentul continuu furnizat de baterie. Inalta tensiune se obține după redresare în secundar.

Sînt arătate avantajele acestui sistem față de vibratori. Folosirea lui se recomandă la aparatura portabilă.

(Din „*Wireless World*", decembrie, 1955, *L. H. Light*)

Cîteva hotărîri recente ale Comitetului electrotehnic internațional

In anul 1954 s-a sărbătorit jubileul de aur al Comisiei Electrotehnice Internaționale (I.E.C.). In acest cadru, în luna septembrie 1954 s-au ținut la Philadelphia, ședințele Comitetului Tehnic (T.C.) 24, care se ocupă de Mărimi și Unități Electrice și Magnetice (E.M.M.U.). Ședințele acestea sînt deosebit de importante deoarece în cadrul lor s-au făcut o serie de recomandări care au fost trimise comitetelor naționale ale diverselor țări afiliate. Aceste comitete urmau să supună propunerile respective autorităților naționale, spre a fi votate, devenind astfel legi obligatorii. Termenul dat pentru aceste operații era de 6 luni.

Recomandările privesc diverse probleme și vor fi expuse pe scurt în cele ce urmează.

Raționalizarea ecuațiilor cîmpului electromagnetic

Reamintim că T.C. 24, în sesiunea I.E.C. din 1950 de la Paris, a recomandat ca sistemul mks să fie utilizat în forma *rațională*. In acel moment se discuta dacă raționalizarea să afecteze schimbarea unităților sau a mărimilor.

Recomandarea din 1954 este următoarea :

„Raționalizarea ecuațiilor cîmpului electromagnetic recomandată de către I.E.C. se caracterizează prin următoarele ecuații principale a căror formă rămîne neschimbată indiferent dacă simbolurile sînt privite ca reprezentînd cantitățile fizice care intervin sau numai reprezintă valorile lor numerice :

$$\oint H\,\mathrm{d}s = \Sigma I \qquad \iint D\,\mathrm{d}A = Q$$

$$\Phi = \iint B\,\mathrm{d}A \qquad \Psi = \iint D\,\mathrm{d}A$$

$$B = \mu H \qquad D = \varepsilon E.$$

Aceste ecuații sînt valabile în medii izotrope. Curentul total (ΣI) include în cazul general și curentul de deplasare.

Permeabilitatea spațiului liber μ_0 are valoarea numerică $4\pi \times 10^{-7}$, unitatea fiind henry pe metru. Permitivitatea spațiului liber ε_0 are valoarea $(1/c^2\mu_0)$ sau valoarea numerică aproximativă $8{,}85 \times 10^{-12}$, unitatea fiind farad pe metru".

Asupra mărimilor care intervin în ecuațiile de mai sus se precizează numele, simbolul, unitatea în sistemul Giorgi și numărul de clasificare I.E.C. în tabela alăturată.

621.3 (063)

Mărimile care intervin în ecuațiile fundamentale ale cîmpului electromagnetic

Nume	Simbol	Unitatea în sistemul Giorgi	Numărul de clasificare I.E.C.
Elementul lungime	ds	metru	05—35—050
Sarcina electrică	Q	Coulomb	05—15—010
Intensitatea cîmpului electric	E	Volt pe metru	05—15—045
Permitivitate	ε	Farad pe metru	05—15—120
Densitatea deplasării electrice	D	Coulomb pe metru patrat	05—15—130
Flux de deplasare	Ψ	Coulomb	05—15—135
Curent electric	I	Ampère	05—20—040
Intensitatea cîmpului magnetic	H	Ampère-spiră pe metru	05—25—022
Inducția magnetică	B	Weber pe metru patrat	05—25—030
Fluxul magnetic	Φ	Weber	05—25—035
Permeabilitate	μ	Henry pe metru	05—25—045

Relația între amper-spiră pe metru și ersted.

Pentru a se asigura uniformitatea în ceea ce privește precizarea relației dintre amper-spiră pe metru și oersted, comitetul a adoptat următoarea rezoluție :

„Un curent de 10 A într-un conductor de un cm lungime de arc, a unui cerc cu raza de un cm, contribuie la intensitatea cîmpului magnetic din centrul cercului, cu un oersted.

Un solenoid lung avînd o lungime axială de o spiră pe metru și care este parcurs de un curent de 1 A, produce în centrul solenoidului o intensitate de cîmp magnetic de o amper-spiră pe metru.

Contribuția la intensitatea cîmpului magnetic în primul caz este de 1 000/4 π ori intensitatea cîmpului magnetic în cel de al doilea caz".

Comentatorii arată că primul paragraf utilizează aranjamentul prin care abamperul era definit cu ajutorul oerstedului în British Association Reports on Electrical Standards Al doilea paragraf utilizează aranjamentul prin care amperspira pe metru este definită de către vocabularul I.E.C., iar cel de al treilea paragraf dă relația dintre cele două intensități de cîmp magnetic.

Semnul puterii reactive. Problema aceasta părea definitiv rezolvată, încă din 1935 I.E.C. adoptînd *convenția* ca puterea reactivă care vine spre un receptor inductiv să fie considerată ca negativă. Constatîndu-se însă că în cele mai multe țări uzanța este de a considera ca pozitivă puterea reactivă care vine spre un receptor inductiv, încă din 1950 s-a propus schimbarea convenției inițiale, T.C. 24 adoptînd în ședințele amintite următoarele rezoluții :

1. Puterea reactivă care curge spre un receptor inductiv este pozitivă.

2. Se consideră și definește un singur fel de putere reactivă. Aceasta înseamnă că nu se asociază nici un adjectiv de calificare puterii reactive.

3. Puterea reactivă este complet specificată dîndu-se valoarea ei și sensul de curgere.

Nume pentru sistemul mks. S-a adoptat recomandarea ca numele oficial al sistemului mks să fie sistemul Giorgi.

Sistemul mksA se numește sistem mksa.

Polarizare magnetică, inducție intrinsecă și magnetizare. Se recomandă ca în medii diferite de vid, cantitatea B-$\mu_0 H$ să se numească „polarizare magnetică" sau inducție intrinsecă. Se recomandă de asemenea ca (B/μ_0) -H să se numească „magnetizare". Nu s-a adoptat o recomandare pentru termenul preferat, deși problema a fost mult discutată.

Tesla. Se recomandă numele de tesla pentru unitatea de inducție magnetică în sistemul Giorgi. Conform definiției 1 tesla = 1 weber/m^2.

In sistemul cgsm unitatea corespunzătoare este gauss : 1 gauss = 1 maxwell/cm^2.

Concluzii. Recomandarea recentă a I.E.C. privind raționalizarea este desigur de o mare importanță practică. Dacă sistemul Giorgi a găsit totdeauna un sprijin entuziast la noi, în schimb operația raționalizării a întîmpinat la noi o opoziție vehementă în anumite cercuri.

In orice caz adoptarea acestei rezoluții atrage obligația autorităților în cauză de a lua o poziție oficială și neunivocă față de problema raționalizării. Credem că această decizie nu poate fi decît conformă cu recomandarea I.E.C. care de altminteri este în conformiate cu numeroase hotărîri apărute în ultimul timp la noi și în străinătate.

Bibliografie

[1] *Smith J. J.* : Electrical Engineering. 74 (1955) 406—408.

[2] *Novacu V.* : Introducere în electrodinamică I și II, Editura Academiei R.P.R., București, 1955.

[3] *Cartianu Gh.* : Bazele radiotehnicii, v. II, curs litografiat Institutul Politehnic, București, 1954.

[4] *Nicolau Edm.* : Propagarea undelor radio, curs litografiat Institutul Politehnic, București, 1954.

Prof. Edm. Nicolau

Şedinţa Consiliului Central A.S.I.T.

In ziua de **5** *februarie a. c. s-a întrunit şedinţa Consiliului Central al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor, sub preşedinţia tov. Prof. dr. ing.* **Ştefan Bălan**, *membru corespondent al Academiei R.P.R., ministrul Construcţiilor, vice preşedinte al Consiliului Central A.S.I.T.*

In cadrul dezbaterilor s-a analizat şi apreciat activitatea depusă de Asociaţia Ştiinţifică a Inginerilor şi Tehnicienilor în cursul anului **1955**; *pentru promovarea progresului tehnic în producţie, în sprijinul îndeplinirii şi depăşirii sarcinilor ultimului an al primului cincinal.*

Lucrările şedinţei au stabilit obiectivele principale şi planul de muncă al Asociaţiei pe anul **1956** *din care reies sarcinile ce revin pentru înfăptuirea hotărîrilor celui de al II-lea Congres al P.M.R.*

Tov. Ing. **Oliviu Rusu**, *prim secretar al Consiliului Central A. S.I.T. a prezentat darea de seamă asupra activităţii Asociaţiei pe anul* **1955** *şi planul de activitate pe anul* **1956**.

In urma discuţiilor purtate, Consiliul Central a aprobat în unanimitate rapoartele prezentate şi a adoptat proiectul de Hotărîre al Consiliului Central A.S.I.T. din **5** *februarie* **1956**. (Textul a fost publicat în numărul anterior al revistei noastre.)

DARE DE SEAMĂ

a Biroului Consiliului Central A.S.I.T asupra activităţii Asociaţiei în anul 1955 şi a planului de activitate pe anul 1956

Text prescurtat

Asociaţia noastră menită să contribuie la îndeplinirea obiectivelor planurilor de dezvoltare ale economiei naţionale prin promovarea tehnicii înaintate, cuprinzînd cadrele cele mai calificate de conducători şi organizatori ai producţiei socialiste, trebuie să fie în primele rînduri în lupta pentru traducerea în viaţă a hotărîrilor Congresului Partidului atrăgînd şi ajutînd într-o şi mai mare măsură intelectualitatea tehnică din ţara noastră la rezolvarea importantelor probleme care-i revin în construcţia socialistă. Asociaţia noastră poate face acest lucru mai mult decît în trecut, deoarece în ultimul timp şi mai ales în anul care a trecut, şi-a înmulţit rezultatele, şi-a îmbunătăţit metodele de muncă şi şi-a întărit organizarea.

Activitatea tehnico-ştiinţifică

Bazat pe documentele partidului şi guvernului, planul de muncă pe anul 1955 era destinat să aducă o contribuţie, la ridicarea productivităţii muncii, la scăderea preţului de cost şi îmbunătăţirea calităţii produselor pe baza folosirii rezervelor interne ale producţiei.

Pe baza planului de muncă, a documentelor de partid şi de Stat din ţara noastră şi din Uniunea Sovietică, apărute în cursul anului, activitatea Asociaţiei a fost îndrumată tot mai accentuat spre introducerea şi folosirea tehnicii noi în producţie, spre organizarea superioară a procesului de producţie, dîndu-se o atenţie deosebită înzestrării industriei şi agriculturii cu utilaj nou, perfecţionat, produs în ţară, folosirii şi modernizării celui existent, pentru obţinerea de indici superiori.

Un rol important revenea în această direcţie secţiei construcţii de maşini (preşedinte ing. I. Grosu), care singură sau în colaborare cu alte secţii a pus în desbatere în consfătuiri problema îmbunătăţirii calităţii maşinilor unelte fabricate în ţară (la Oradea); măsuri pentru modernizarea secerătorilor-legători aflate în funcţie (la Bucureşti), ş. a. De asemenea secţia electricitate (preşedinte prof. ing. Martin Bercovici), a desbătut probleme privind utilizarea maşinilor sincrone sau asincrone sincronizate în acţionările din unele ramuri industriale: mecanizarea lucrărilor la pozarea cablurilor, fabricarea de grupuri electrogene necesare electrificării rurale etc. Secţia industrie alimentară (preşedinte prof. D. Moţoc) a desbătut propuneri înaintate apoi Ministerul Industriei Alimentare şi Comitetului de Stat al Planificării privind organizarea reţelei frigotehnice pentru produse alimentare în R.P.R., atît în general cît şi în detalii, (transporturile frigorifere, fabricarea gheţei uscate), propuneri cu privire la mărirea randamentului ambarcaţiunilor şi uneltelor folosite în pescuitul nostru marin ş. a.

In conformitate cu planul de activitate, unele secţii de specialitate ale Consiliului Central s-au preocupat de organizarea mai bună a producţiei în unele întreprinderi, trimiţînd comisii care au studiat la faţa locului problemele şi au formulat propuneri desbătute apoi cu colectivele din întreprinderi. Aşa a procedat secţia construcţii de maşini la fabrica Tudor Vladimirescu şi secţia metalurgie la Combinatul Metalurgic Reşiţa.

Orientarea activităţii tehnico-ştiinţifice către problemele introducerii tehnicii noi şi organizării ştiinţifice a producţiei, răspundea preocupărilor membrilor asociaţiei, drept care ei au participat la rezolvarea lor; aceasta a avut ca urmare îmbunătăţirea activităţii tehnico-ştiinţifice a numeroase filiale A.S.I.T. care au devenit promotori ai organizării superioare a producţiei în industrie. Astfel, filiala Stalin (preşedinte dr. S. Crişan), la îndemnul Comitetului Regional de Partid, cu ajutorul unor comisii formate din specialişti de la Institutul de Mecanică şi uzinele „Ernest Thällman", a analizat întregul proces tehnologic de la 11 întreprinderi metalurgice din regiune; cu acest prilej au fost stabilite şi discutate într-o consfătuire regională măsuri pentru folosirea optimă a maşinilor şi utilajelor şi pentru introducerea de procedee noi de lucru în funcţie de specificul întreprinderilor. Această acţiune a avut un puternic ecou în întreprinderi determinînd şi întreprinderile textile din regiune să ceară sprijinul filialei; după acest exemplu şi alte filiale din ţară au întreprins acţiuni similare.

Astfel datorită secţiei industriei uşoară (preşedinte ing. S. Rădulescu) a filialei Bucureşti şi ICTPC, s-a reuşit să se mărească în trim. II cu 6% turaţia la circa 400 războaie de ţesut, număr care pînă la sfîrşitul anului a sporit cu 120. La Ploieşti secţia petrol (preşedinte ing. P. Lupu) a pus la punct procedeul de combatere a coroziunii la pompele de extracţie a ţiţeiului, care, experimentat la una din sondele cele mai agresive din schela Boldeşti, a dus la prelungirea duratei de funcţionare a pompelor cu 150—300%, ceea ce a determinat extinderea lui, cu bune rezultate, în mai multe şantiere.

Odată cu promovarea metodelor înaintate, comitetele secţiilor de specialitate ale unor filiale au dat un ajutor concret întreprinderilor care aveau greutăţi pentru organizarea mai bună a producţiei. Astfel, secţia construcţii a filialei Bucureşti (preşedinte ing. Gyaly Zoltan) a ajutat timp de trei luni întreprinderea de prefabricate „Progresul" să stabilească şi să aplice unele măsuri tehnico-organizatorice, care au dus la depăşirea planului de producţie, care pînă atunci nu era realizat decît în proporţie de 70—80%.

Rezolvarea problemelor tehnico-ştiinţifice ale întreprinderilor intră însă în măsură din ce în ce mai mare în preocupările cercurilor A.S.I.T., dintre care tot mai numeroase sînt cele care au obţinut rezultate pozitive.

Creşterea activităţii tehnico-ştiinţifice în anul 1955 faţă de 1954 este arătată de unele cifre. Secţiile de specialitate al Consiliului Central au organizat 34 consfătuiri (23 în 1954); 13 şedinţe de referate şi comunicări (nici una în 1954); 20 studii ale activităţii unor întreprinderi, 10 schimburi de

experienţă în problemele organizării producţiei etc. Secţiile de specialitate ale filialelor au întocmit 629 studii, au organizat 264 consfătuiri şi 329 schimburi de experienţă. La acestea se mai adaugă nenumărate acţiuni duse de cercurile A.S.I.T.

Mai mult decît în trecut, activitatea Asociaţiei noastre s-a orientat tot mai accentuat în spre stabilirea de soluţii aplicabile imediat problemelor ridicate de introducerea tehnicii noi şi organizarea producţiei în scopul ridicării productivităţii muncii şi reducerii preţului de cost. Găsind astfel de soluţii, colectivele Asociaţiei au simţit şi interesul de a urmări aplicarea în practică a concluziilor. In cursul acestui an, în afară de rezoluţii ale consfătuirilor, s-au înaintat organelor de conducere de stat şi alte documente, prezentînd situaţia în anumite domenii şi propunînd luarea de măsuri. Prezentarea de propuneri organelor interesate trebuie să fie în viitor etapa de încheiere a tuturor studiilor şi primul pas ce se face pentru aplicarea lor în practică.

In acest an a fost simţită o creştere calitativă a întregii activităţi, ca urmare a atragerii în muncă a unui număr mai mare de cadre valoroase. Răspunzînd problemelor care frămîntă pe ingineri şi tehnicieni, de activitatea asociaţiei s-au simţit atraşi specialişti capabili să propună soluţiile cele mai corespunzătoare. Astfel în cadrul Asociaţiei îşi dau aportul oameni de ştiinţă — academicieni şi membri corespondenţi ai Academiei — profesori de la institutele politehnice din Bucureşti, Iaşi, Cluj, Timişoara, Institutul de Mecanică Oraşul Stalin şi alţi specialişti din institute de cercetări şi proiectări ca şi inginerii şi tehnicienii cei mai buni din industrie şi agricultură, care conduc colective sau întocmesc lucrări în cadrul lor.

Rezultatele mai bune se datoresc şi faptului că metodele de muncă în Asociaţie s-au îmbunătăţit. Consfătuirile în special s-au dovedit că dau posibilitatea celei mai bune rezolvări a problemelor, ele reuşind să asigure participarea specialiştilor atît în domeniul cercetării cît şi din domeniul activităţii practice. Experienţa cîştigată a îmbunătăţit mult forma în care se desfăşoară ; ele sînt mai bine pregătite, conţinutul lor fiind cunoscut dinainte sub formă de referat, iar lucrările lor au început a fi publicate. S-au dovedit utile pentru desfăşurarea consfătuirilor, vizitele în întreprinderile de specialitate, organizarea de expoziţii, prezentarea de filme, etc. Pe lîngă consfătuirile cu caracter larg s-au organizat desbateri ale unor probleme în cadrul mai restrîns de specialişti.

Merită a fi relevată în acest sens consfătuirea „Căile pentru realizarea programului de construcţii agrozootehnice" organizată de secţia de construcţii (preşedinte ing. M. Ţigoiu). Unele din referatele prezentate fuseseră desbătute anterior în consfătuiri restrînse ; referatele au pus în dezbatere proiecte şi lucrări executate, cunoscute de participanţi, expuse într-o expoziţie organizată cu concursul C.S.A.C. In aceste condiţii consfătuirea la care au participat circa 300 ingineri şi tehnicieni a putut trage concluzii corespunzătoare privind îndeplinirea programului de construcţii în agricultură.

In activitateate hnico-ştiinţifiică a Asociaţiei s-au resimţit însă unele lipsuri şi deficienţe importante. Astfel, deşi ramurile economiei menite să se dezvolte cel mai mult în viitor sînt industria chimică şi industria petrolului, activitatea secţiilor respective ale Consiliului Central a fost necorespunzătoare. Deşi secţia petrol (preşedinte prof. Gh. Constantinescu) se putea bizui pe activitatea organizată a colectivelor din filiala Ploieşti, ea s-a limitat la colectivul din Bucureşti, care a răspuns în mică măsură chemărilor punînd secţia în situaţia de a nu-şi îndeplini planul de muncă. Astfel, consfătuirile programate a dezbate reducerea preţului de cost în foraj şi extracţie nu au putut fi organizate, deşi ele trebuiau să pună în discuţie probleme importante tehnico-economice ridicate de ingineri şi tehnicieni în consfătuirile anterioare.

Dintre numeroasele comisii ale secţiei chimie, o activitate cu rezultate bune a dus numai comisia pentru problemele îngrăşămintelor, care a organizat o consfătuire şi a întocmit un studiu ; deşi şi alte comisii s-au întrunit, activitatea lor nu a fost dusă pînă la stadiul încheierii concluziilor, cum s-au întîmplat cu dezbaterile asupra fabricării oxidului de magneziu, care s-au purtat numai asupra unei părţi din procedeele folosite. Au fost neglijate de secţie unele probleme importante ale întreprinderilor, ca reducerea consumurilor specifice la unele materii prime sau auxiliare, la care consumurile întrec indicii care se obţin în străinătate, arătînd o slabă preocupare a secţiei pentru problemele concrete ale producţiei.

Este cunoscut că deşi gradul de înzestrare al întreprinderilor cu maşini şi agregate a crescut substanţial în decursul cincinalului, productivitatea muncii nu a atins nivelul corespunzător planificat. Congresul Partidului a accentuat că ridicarea productivităţii este sarcina esenţială şi că ea trebuie obţinută în primul rînd pe calea folosirii mai bune a tehnicii existente : importanţa acestui lucru nu trebuia să scape comitetelor secţiilor de specialitate. In consfătuirea unională cu lucrătorii din industrie, tov. Bulganin arată că introducerea tehnicii noi trebuie să ţină seama de interesele economice ale Statului ; soluţiile tehnice propuse trebuie să fie bine motivate din punct de vedere economic. Avînd în vedere aceste cerinţe trebuie să ne îndreptăm mai mult atenţia către modernizarea utilajelor existente şi alte soluţii asemănătoare mai puţin costisitoare decît investiţiile, ele fiind aplicabile de multe ori imediat.

In general, însă, în dezbaterile noastre a lipsit analizarea problemelor sub aspectul economic. Numai în puţine consfătuiri, cum a fost cea privitoare la ridicarea producţiei şi îmbunătăţirea calităţii îngrăşămintelor azotoase, s-au dezbătut şi urmările economice ale procedeelor propuse. Majoritatea temelor privind aspectele economice ale producţiei prevăzute în planurile de muncă ale secţiilor de specialitate, în special problemele reducerii preţului de cost, au fost neglijate ceea ce arată că problemele sînt privite parţial, numai sub aspectul tehnico-ştiinţific rupt de aspectul economic cu care alcătuieşte o unitate dialectică.

Congresul Partidului a dat reducerii preţului de cost o mare importanţă, socotind-o o problemă centrală a organizării producţiei, fără care nu se poate realiza progresul în economia naţională. Este necesar ca în viitor să dăm o atenţie mult mai mare problemelor economice şi în special reducerii preţului de cost pentru ca propunerile noastre să fie şi mai folositoare economiei naţionale.

De mare importanţă pentru ridicarea productivităţii muncii şi reducerea preţului de cost este extinderea experienţei colectivelor fruntaşe şi a metodelor înaintate de organizare a producţiei pe care ele le aplică. Bine s-a orientat secţia electricitate a Consiliului Central A.S.I.T., care în scopul ridicării productivităţii muncii în întreprinderile electrotehnice, a studiat sistemul de lucru pe bandă la întreprinderile de confecţii şi le-a propus pentru aplicare în unele întreprinderi electrotehnice. De asemenea secţia mine care a pus în discuţie utilizarea mecanizării în minele de lignit ; studierea metodelor colectivelor fruntaşe, generalizarea lor ştiinţifică, promovarea acestor metode, trebuie să constituie o preocupare esenţială pentru Asociaţia noastră. Din păcate, multe secţii de specialitate uită acest lucru şi se silesc să găsească soluţii noi care abia apoi să fie verificate în practică, neglijînd soluţiile aplicate în întreprinderile fruntaşe. In felul acesta se uită că aportul specific Asociaţiei noastre în progresul tehnicii producţiei stă în primul rînd în generalizarea ştiinţifică a practicii industriale.

Ridicarea nivelului ştiinţific al membrilor A.S.I.T

Şi în anul 1955, perfecţionarea cadrelor a fost obiectivul principal al publicaţiilor. Revistele tehnice au apărut cu regularitate, lunar, în tot cursul anului 1955. Au fost tipărite 6 240 pagini de tipar. In redacţie, pînă la 31 decembrie 1955 au intrat 1 492 articole, din care au fost publicate 1 050. Faţă de anul 1954, se observă o creştere a colaboratorilor cu peste 500 articole, datorită în mare parte sporirii numărului articolelor sosite din diferite centre industriale, ale căror procent a crescut la 34 %, faţă de 22 % în 1954. Gazeta Tehnica Nouă a apărut cu regularitate în 24 numere, cu un tiraj de 30 000 exemplare, publicînd 720 articole şi inovaţii. Spre deosebire de trecut, publicaţiile au început să găsească forme mai variate de a prezenta tehnica nouă. Dacă în trecut cea mai mare parte dintre articole erau articole monografice, dezvoltate, în anul 1955 s-au publicat articolele mai scurte, mai vii, atacînd probleme mai restrînse ale producţiei cu concluzii pentru practică.

Dacă nivelul publicaţiilor noastre s-a îmbunătăţit în acelaşi timp în cursul anului 1955 s-au luat măsuri pentru îmbună-

tăţirea difuzării lor, care se făcea cu totul nesatisfăcător de centrul de difuzare a presei. In primele trimestre ale anului 1955, cu aparatul Asociaţiei s-a dus o acţiune sistematică pentru sporirea numărului de abonamente, ajungîndu-se la dublarea lui. Incepînd cu trimestrul IV al anului 1955 a fost organizat un serviciu de difuzarea publicaţiilor.

Revistele A.S.I.T. s-au dovedit în acelaşi timp un bun mijloc de a populariza realizările din ţara noastră şi a activităţii celor mai buni tehnicieni de la noi ; tot mai numeroase sînt articolele recenzate în Uniunea Sovietică, în ţările de democraţie populară sau chiar în occident. Prin aplicarea în practică a numeroaselor concluzii ale articolelor, s-a arătat că publicaţiile A.S.I.T. influenţează activitatea tehnico-inginerească. Aceasta impune o responsabilitate sporită tuturor celor care se ocupă de editarea revistelor tehnice, o mai mare seriozitate şi spirit ştiinţific în tratarea problemelor.

Revistele A.S.I.T. contribuie la îndeplinirea aceloraşi obiective pe care le urmăresc şi celelalte acţiuni ale Asociaţiei, de aceea materialele publicate trebuie să facă o mai mare propagandă tehnicii noi, să folosească în acest scop forme multiple şi variate, să pregătească şi să tragă concluzii folositoare pentru practică, verificate de experienţa înaintată, de pe poziţiile intereselor economice ale statului. Pentru aceasta trebuie să se dea o mai mare atenţie aspectului economic al problemelor, care încă la multe reviste este subapreciat.

Pe lîngă tratarea atentă a realizărilor tehnicii înaintate, revistele trebuie în mai mare măsură să stimuleze lupta de opinii în rezolvarea problemelor economiei naţionale şi sa organizeze discuţii sistematice pentru a primi sugestii şi soluţii din partea cititorilor. In acelaşi timp, este necesar să se ia poziţie hotărîtă de combatere a concepţiilor şi metodelor necorespunzătoare ale unor ingineri sau tehnicieni, criticîndu-se ceea ce este vechi şi înapoiat în organizarea producţiei.

In anul 1955 prin apariţia volumului VII, ultimul al primei ediţii a Lexiconului Tehnic Romîn, a fost încheiată după o muncă neîntreruptă de 8 ani, cea mai importantă lucrare tehnico-ştiinţifică a Asociaţiei, adresată inginerilor şi tehnicienilor. Rezultat al unui mare efort colectiv, Lexiconul Tehnic Romîn este o contribuţie deosebită adusă sistematizării, unificării şi fixării termenilor tehnici şi ştiinţifici din limba noastră. In detaliu cea mai mare parte a termenilor constituie nu numai simple definiţii, ci o prezentare originală, concentrată a cunoştinţelor referitoare la noţiunile respective. Lexiconul Tehnic Romîn are şi slăbiciuni mai ales în primele volume ; unele din erori au fost corectate la ultimul volum, în supliment ; ele vor fi lichidate în ediţia II-a la elaborarea căruia s-a trecut.

Apreciind înalta valoare a acestei lucrări, colectivului de conducere format din prof. R. Rădulet, prof. Ştefan Bălan-vicepreşedinte al A.S.I.T., Ing. Carol Neuman — membru al Consiliului Central şi prof. Radu Ţiţeica, i s-a atribuit de Consiliul de Miniştri al R.P.R. premiul de Stat cl. I. Felicităm cu acest prilej întregul colectiv al Lexiconului Tehnic Romîn şi îi urăm noi succese în elaborarea ediţiei a II-a.

In cursul anului 1955 Biroul Consiliului Central a analizat problema ridicării nivelului inginerilor. Sezisînd necesitatea ca inginerii să fie ţinuţi în curent cu progresul tehnicii pentru a fi în măsură să conducă producţia socialistă pe linia dezvoltării ei continue, examinînd experienţa cîştigată în acest domeniu în U.R.S.S. şi în ţările de democraţie populară s-a ajuns la concluzia că este necesară organizarea unui sistem care să cuprindă treptat pe toţi inginerii din producţie în scopul de a le asigura o bază ştiinţifică pentru însuşirea celor mai noi realizări ale tehnicii.

Filialele au acordat în acest an o importanţă sporită pregătirii membrilor Asociaţiei în domeniul economic, determinate mai ales de acţiunea pentru realizarea de acumulări socialiste peste plan, organizînd conferinţe şi consfătuiri asupra preţului de cost, folosirii rezervelor interne ale producţiei, acumulărilor băneşti ş. a. In total, fără a socoti conferinţele ţinute în cercurile A.S.I.T. au fost ţinute de către secţiile de specialitate şi comitetele de filială, un număr de circa 1 100 conferinţe cu caracter tehnico-ştiinţific sau economic.

O contribuţie de seamă au adus unele filiale şi numeroase cercuri A.S.I.T. în acţiunea de ridicare a calificării tehnice a maiştrilor. Cercurile, filialele ASIT şi secţiile de specialitate sînt datoare să îngrijească de ridicarea pregătirii tehnice a maiştrilor, ajutîndu-i să-şi întărească rolul de organizatori direcţi ai producţiei ; de asemenea trebuie să acorde o mai mare atenţie inginerilor a căror răspundere în organizarea şi conducerea producţiei este hotărîtoare, astfel că fiecare inginer să aducă contribuţia sa la perfecţionarea producţiei şi la dezvoltarea întrecerii socialiste.

Organizarea activităţii

In prezent, la Consiliul Central A.S.I.T. funcţionează 11 secţii de specialitate, din care majoritatea şi-au stabilit o linie în activitate pe care au urmărit-o consecvent. Astfel, o activitate susţinută au dus secţiile de electricitate (preşedinte prof. M. Bercovici), industria alimentară (preşedinte prof. D. Moţoc), construcţii de maşini (preşedinte prof. I. Grosu), construcţii (preşedinte ing. M. Ţigoiu), secţia ştiinţelor agricole (preşedinte ing. Al. Priadcenco) şi în ultimul timp secţia mine (preşedinte ing. D. Lubenescu, vicepreşedinte D. Antoci) şi secţia industria uşoară (preşedinte ing. A. Kun), In ţară funcţionează 19 comitete de filiale. Desfăşoară o bună activitate comitetele filialelor : Stalin, Bucureşti, Ploieşti, Timişoara Iaşi, Cluj, Constanţa, Galaţi, R.A.M., care coordonează şi îndrumează activitatea secţiilor de specialitate şi a cercurilor A.S.I.T. Ca urmare a modificărilor raionale administrative, au fost transformate în subfiliale, filialele Arad, şi Bîrlad. Pe lîngă cele 17 comitete de filială, activează o bună parte din cele 184 secţii de specialitate organizate. Numărul cercurilor A.S.I.T. a ajuns 1 231 dintre care 175 în agricultură. Dacă la începutul anului 1955 numărul membrilor era 43 914, la sfîrşitul anului el ajunsese 50 590 ceea ce reprezintă o creştere totală de 15 % (ingineri 18 % ; tehnicieni 14 % ; fruntaşi şi inovatori 10 %).

Secţiile de specialitate ale comitetelor de filială şi-au organizat în acest an mai bine activitatea şi şi-au stabilit mai bune legături cu cercurile a căror activitate s-a îmbunătăţit şi datorită sprijinului dat. In acest fel linia Consiliului Central A.S.I.T. de organizare a activităţii pe specialitate a fost verificată de practică. Ca urmare a experienţei organizatorice cîştigate, Biroul Consiliului Central a întocmit şi difuzat filialelor un material asupra regulilor de urmat în organizarea activităţii A.S.I.T.

Cercurile A.S.I.T. s-au întărit şi prin colaborarea cu sindicatele în unele acţiuni, cum a fost cursurile pentru pregătirea maiştrilor şi mai ales concursul de inovaţii pe ţară.

Congresul Partidului a pus sarcini importante în faţa organizaţiilor sindicale şi anume de a studia împreună cu conducerea fabricei, uzinei, şantierului, la fiecare loc de muncă, atelier sau secţie, cele mai potrivite metode pentru creşterea productivităţii muncii, pentru reducerea preţului de cost, pentru îmbunătăţirea calităţii producţiei şi de a stabili măsuri care să fie dezbătute, perfecţionate şi puse în aplicare de colectivul întreprinderii.

Astfel de sarcini ale organizaţiilor sindicale pot să fie aduse în bune condiţii la îndeplinire, numai dacă cercurile A.S.I.T. din întreprindere vor mobiliza pe ingineri şi tehnicieni să studieze problemele stabilite de raportul Comitetului Central P.M.R. şi să găsească soluţii, care să fie puse în largă dezbatere.

Biroul Consiliului Central însuşi, deşi a stabilit în general reguli pentru îmbunătăţirea activităţii Asociaţia, nu a urmărit aplicarea lor şi nu a analizat decît o dată în şedinţele sale, activitatea unor secţii de specialitate. Aceasta explică de ce munca în unele secţii de specialitate a rămas în urmă. Nu a fost analizată nici activitatea unor comitete de filială mai importante, legăturile lor cu secţiile de specialitate, aşa încît deficienţe ca cele semnalate au putut să se menţină.

Răspunderea pentru această situaţie îi revine şi Secretariatului Consiliului Central A.S.I.T. Activitatea secretarilor de secţie nu a fost organizată pentru întărirea legăturilor secţiilor cu cercurile A.S.I.T. Sezisări şi studii ale secţiilor filialelor au fost prezentate în şedinţele comitetelor secţiilor centrale fără să se tragă concluzii asupra lor, astfel încît unele rezultate ale activităţii Asociaţiei n-au fost puse în valoare. Această situaţie se datoreşte în mare măsură faptului că nu au fost create decît de puţine secţii legături de lucru cu secţiile filialelor ; pe viitor, este necesar ca aceste legături de lucru să se constituie, la început cel puţin pentru preocupările cu caracter permanent.

In formarea unei opinii inginereşti a fiecărui membru al Asociaţiei cea mai mare influenţă o au activitatea cercurilor A.S.I.T.

In comitetele secţiilor de specialitate, în comitete de redacţie, nu sînt antrenaţi în măsură suficientă specialişti tineri pe care îi avem dintre candidaţii în ştiinţe tehnice, deşi ar putea aduce o contribuţie efectivă la rezolvarea problemelor.

In activitatea cercurilor secţiilor, de specialitate, comitetelor de filiale, se resimte lipsa controlului sistematic al membrilor Asociaţiei asupra organelor de conducere. De la Congresul A.S.I.T. din 1951, nu s-au ţinut conferinţele filialelor, iar adunări generale ale cercurilor A.S.I.T. s-au ţinut sporadic. Pentru îmbunătăţirea activităţii organelor de conducere, este necesar să fie chemaţi a-şi spune cuvîntul membrii Asociaţiei, organizînd în cursul acestui an adunările generale ale cercurilor A.S.I.T. şi conferinţelor filialelor şi subfilialelor A.S.I.T.

In organizarea actuală a secţiilor de specialitate, Biroul Consiliului Central a sezisat că nu pot fi bine cuprinse unele probleme cu caracter general, în special tehnico-economice, legate de ridicarea productivităţii muncii şi reducerea preţului de cost, cum ar fi de pildă pregătirea fabricaţiei, care există în toate ramurile de producţie. Deoarece rezolvarea acestor probleme nu poate fi fundamental deosebită în diferite ramuri de producţie, Biroul Consiliului Central a înfiinţat o comisie pentru aceste probleme, care va activa în colaborare cu C.S.P. şi cu organizaţiile centrale, în deosebi cu ministerele industriale, pentru rezolvarea unor probleme ale ridicării productivităţii muncii în fabricaţie, în cercetare şi în operaţiile tehnico-administrative.

Activitatea Asociaţiei în ultimul an, cu toate scăderile şi deficienţele analizate, a sporit şi s-a îmbunătăţit; Asociaţia noastră devine din ce în ce mult mai folositoare pentru intelectualitatea tehnică din ţara noastră mai plină de roade pentru dezvoltarea şi perfecţionarea producţiei socialiste a patriei noastre. Aceasta se datoreşte faptului că în activitatea sa Asociaţia este călăuzită de învăţătura partidului nostru şi caută să pună în practică hotărîrile lui. Sprijinul organizaţiilor de partid a fost simţit în dezvoltarea activităţii Asociaţiei; comitete regionale de partid ca cel al regiunii Stalin au orientat activitatea filialelor A.S.I.T. şi le-au creat condiţii pentru întărirea ei. Aplicarea în practică a liniei partidului nostru, a hotărîrilor sale, sprijinul organizaţiilor de partid constituie pentru asociaţia noastră chezăşia succesului activităţii ei.

Planul de activitate pe anul 1956

Planul de activitate al Asociaţiei pe anul 1956 se întemeiază pe Rezoluţia Congresului al II-lea al P.M.R. cu privire la aducerea la îndeplinire a programului de muncă şi luptă, stabilit de raportul C.C. al P.M.R.

Planurile de muncă, întocmite de acord cu conducerea ministerelor, pe secţii de specialitate, răspund acestor cerinţe.

Astfel este prevăzută studierea şi dezbaterea în diferite forme, a problemei dezvoltării tehnicii noi pentru ridicarea productivităţii muncii în diferite sectoare de bază ale economiei naţionale cum sînt sectoarele energetic şi electrotehnic, construcţii, industria lemnului, industria alimentară şi altele. Aceste dezbateri urmăresc în primul rînd să analizeze principalele realizări ale tehnicii obţinute în ţară şi peste hotare şi să stabilească cele care vor trebui studiate cu amănunţime pentru a fi aplicate în practică. O mare atenţie se urmăreşte a se da cercetărilor făcute în ţară în institute cît şi în uzine pentru a fi puse în practică.

Este prevăzută de asemenea dezbaterea complexă a problemei ridicării productivităţii muncii în unele ramuri de seamă ale industriei cum sînt construcţii de maşini, industria uşoară ş. a. care prevăd căile de mărire a productivităţii muncii şi reducerea preţului de cost în special prin mecanizarea proceselor de producţie (secţia construcţii de maşini) prin modernizarea utilajului şi introducerea tehnicii noi, etc.

Ţinînd seama de importanţa pe care o are utilajul în ridicarea nivelului tehnic al economiei, au fost prevăzute studii privind această problemă în domeniul industriei petrolului, construcţiei de maşini ş. a. Se prevede astfel analizarea stadiului actual al tehnicii construcţiei utilajului petrolifer în ţară şi străinătate (secţia petrol), îmbunătăţirea uneltelor şi mecanismelor pentru exploatările forestiere fabricate în ţară (secţia industria lemnului), îmbunătăţirea utilajului fabricat în ţară pentru industria morăritului (secţia industria alimentară), etc.

In problemele agriculturii, în vederea sporirii randamentului la ha, sînt prevăzute acţiuni pentru dezvoltarea mecanizării, aplicarea metodelor agrotehnice avansate în condiţiile specifice de climă şi sol, folosirea îngrăşămintelor, chimice, combaterea dăunătorilor, mărirea productivităţii muncii.

Pentru aducerea la îndeplinire a planului de muncă şi pentru ridicarea nivelului activităţii Asociaţiei este necesar ca rezolvarea problemelor înscrise în plan să se facă complex, atacîndu-le atît sub aspectul tehnico-ştiinţific, cît şi sub aspectul economic; să se urmărească cu mare grije ca concluziile rezultate în urma dezbaterii problemelor să corespundă întradevăr posibilităţii industriei noastre, pentru a putea fi puse imediat în practică.

In rezolvarea problemelor puse în dezbatere, trebuie să se ţină seama, pe lîngă rezultatele, cunoscute din literatura tehnico-ştiinţifică şi de rezultatele obţinute în producţie de întreprinderile fruntaşe, activitatea orientîndu-se în primul rînd spre generalizarea ştiinţifică a rezultatelor obţinute în practică.

Secţiile de specialitate să fie ajutate de Consiliul Central şi de Biroul Consiliului Central, care să dea în primul rînd atenţie întăririi secţiilor de petrol, chimie, mine şi metalurgie, adică acelor secţii care corespund sectoarelor pe a căror întărire se bazează dezvoltarea economică a ţării.

Pentru a stimula activitatea membrilor Asociaţiei este necesar ca încă de la începutul anului să se ia măsuri pentru rezolvarea problemei ridicate de Consiliul Central încă din anul trecut şi anume a instituirii de premii pentru activitatea tehnico-ştiinţifică, care să fie acordate, prin concursuri şi pe baza regulamentului de premiere, celor mai buni activişti ai Asociaţiei.

Ca mijloc de stimulare deosebită a activităţii tehnico-ştiinţifice, depuse de ingineri şi tehnicieni în cadrul Asociaţiei, este necesar să se instituie şi să se acorde de Consiliul Central titluri de membru de onoare al Asociaţiei. De asemenea, pentru inginerii şi tehnicienii, care printr-o activitate perseverentă au dovedit că luptă pentru progresul economic al ţării noastre, prin aplicarea perseverentă a tehnicii înaintate, să se propună Consiliului de Miniştri instituirea titlului de „Tehnician Emerit al Republicii Populare Romîne".

Planul de activitate al Asociaţiei cuprinde numeroase probleme de interes imediat. Pentru a contribui însă la asigurarea progresului neîntrerupt al tehnicii în economia naţională a ţării, pe lîngă aceste probleme Asociaţia trebuie să prezinte membrilor săi perspectivele dezvoltării tehnicii mondiale şi mai ales a tehnicii sovietice prezentate în „Proiectul de directive al Congresului al XX-lea al P.C.U.S. cu privire la cel de al şaselea plan cincinal.

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice • Redacţia: Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 3.57.28 şi 3.07.30 • Administraţia şi casieria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V. Stalin • Abonamentele se primesc la *sediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* • Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual; Preţul unui exemplar: lei 5.

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

E 2040

R

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut de Documentare Tehnică
BUCUREŞTI
OBMEH - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

4

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

D. Ctrstea: Funcţionarea motorului asincron trifazat cu inele în regim de alimentare asimetric 149

D. Damsker: Grupul generator-motor ca element de execuţie în acţionările automatizate 157

V. Hortopan: Stabilirea caracteristicilor magneţilor permanenţi 163

R. Piringer: O metodă pentru ridicarea caracteristicilor statice ale tuburilor electronice de putere 172

N. Vîlcov: Calculul limitatorului cu cuplaj catodic 177

H. Herşcovici: Probleme de stabilitate ale electrometrilor electronici 180

NOTE

Edm. Nicolau: Stabilirea pe cale variaţională a ecuaţiilor liniilor 188

DOCUMENTARE 190

CRONICA 194

BIBLIOGRAFIE 196

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Д. Кэрстеа: Работа трехфазного асинхронного двигателя с кольцами в режиме несимметричного питания 149

Д. Дамскер: Генератор-двигатель как элемент исполнения автоматического привода 157

В. Хортопан: Установление характеристик постоянных магнитов 163

Р. Пирингер: Метод для повышения статических характеристик электронных ламп мощности 172

Н. Вэлков: Расчет ограничителя с катодной связью 177

Х. Хершкович: Проблемы стабилизаций электронных электрометров 180

ЗАМЕТКИ

Эдм. Николау: Установление вариационным путём уравнении прямых 188

ДОКУМЕНТАЦИЯ 190

ХРОНИКА 194

БИБЛИОГРАФИЯ 196

SOMMAIRE

Page

D. Ctrstea: Le fonctionnement du moteur asynchrone triphasé à anneaux en régime d'alimentation asimétrique 149

D. Damsker: Le groupe générateur-moteur comme élément d'exécution dans les commandes automatisées 157

V. Hortopan: La détermination des caractéristiques des aimants permanents . . . 163

R. Piringer: Méthode pour la construction des caractéristiques statiques des tubes électronniques de puissance 172

N. Vîlcov: Le calcul du limitateur à coup'age cathodique 177

H. Herşcovici: Problèmes de stabilité des électromètres électronniques 180

NOTES

Edm. Nicolau: La détermination par voie variationelle des équations des lignes 188

DOCUMENTATION 190

CHRONIQUE 194

BIBLIOGRAPHIE 196

INHALT

Seite

D. Ctrstea: Der Betrieb des Drehstromasynchronmotors mit asymetrischer Speisung . 149

D. Damsker: Der Generator-Motor als ausführungsglied bei automatischem Antrieb . 157

V. Hortopan: Feststellung der Charakteristiken der Dauermagnete 163

R. Piringer: Eine Konstruktionsmethode der statischen Kennlinien der Leistungsröhren . 172

N. Vîlcov: Berechnung der Limitatoren mit Kathodenkupplung 177

H. Herşcovici: Probleme der Stabilität der elektronischen Elektrometer 180

BEITRÄGE

Edm. Nicolau: Die Feststelung durch Variationswegen der Liniengleichungen . . . 188

DOKUMENTIERUNG 190

CHRONIK 194

BUCHBESCHREIBUNG 196

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ANUL IV 1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 4 APRILIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Funcționarea motorului asincron trifazat cu inele în regim de alimentare asimetric

Ing. D. CÎRSTEA

621.313.333.1.015.2

Motorul asincron este alimentat prin intermediul unui transformator trifazat, de la o rețea monofazată de 6 kV. Tensiunea de alimentare trifazată se obține legînd un condensator în serie cu una din fazele transformatorului în partea de 6 kV. Se stabilesc criterii de dimensionare a condensatorului. De asemenea se studiază caracteristicile de lucru ale motorului. Se prezintă avantajul economic al soluției adoptate.

La bornele unui motor asincron trifazat cu înfășurări simetrice pe cele trei faze, pot apărea tensiuni de alimentare asimetrice în mod accidental, sau în mod voit. Astfel, la pornire lină sau dură și la reglaj de turație în mod intenționat, creăm un regim de alimentare asimetric. În alte cazuri, din motive economice, alimentăm motorul asincron trifazat printr-un condensator de la o singură fază (este vorba de sistemul mixt un conductor-pămînt), (fig. 1). În electrificarea

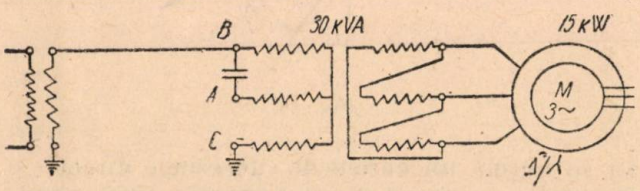


Fig. 1

agriculturii și în special la treierat, sistemul acesta se pare a fi mai economic decît sistemul obișnuit cu alimentare simetrică. Un alt domeniu de întrebuințare al acestui sistem, este tracțiunea electrică cu caracter temporar. De exemplu, la un șantier de construcții din mașini existente se poate forma, fără a face investiții prea mari, o locomotivă cu care să se transporte materialele atît timp cît ține lucrarea.

După cum se vede în fig. 1, în acest caz motorul asincron trifazat cu inele, este alimentat printr-un transformator tot trifazat de la o rețea monofazată, alimentarea făcîndu-se printr-un conductor aerian și pămînt, iar a treia fază fiind legată în serie de un condensator de înaltă tensiune la conductorul aerian. In cele ce urmează se stabilesc : criterii de dimensionare a mărimii condensatorului, sarcina ce o poate suporta motorul în cazul alimentării asimetrice, variația cuplului și curentului în funcție de alunecare și raportul de tensiuni în regim de mers în gol și sarcină.

Metoda întrebuințată în studierea acestui regim asimetric este metoda componentelor simetrice. Întrucît această metodă se bazează pe principiul suprapunerii, rezultatele obținute din calcul vor fi aproximative, deoarece punctul de lucru al mașinii se plasează în partea neliniară a curbei de magnetizare. Reprezentînd tensiunea, curentul și impedanța prin numere complexe, se presupune o variație perfect sinusoidală, neglijînd armonicile superioare. Pornind de la aceste premize și folosind metoda amintită mai sus, se poate efectua întregul calcul necesar. Datorită faptului că înfășurarea primară a transformatorului nu este pusă la pămînt, curentul homopolar este zero, așa încît vom avea numai curent și tensiune de succesiune directă și inversă.

I. Dimensionarea condensatorului

Se stabilesc mai întîi condițiile optime în raport cu care trebuie dimensionat condensatorul.

Cazul cel mai favorabil este formarea unui sistem trifazat simetric. Să analizăm această posibilitate și anume să vedem dacă în cazul oricărei alunecări se poate găsi pentru reactanța condensatorului o astfel de valoare, încît la bornele de alimentare ale transformatorului să se formeze un sistem trifazat simetric. Pe două căi se poate arăta că simetria este posibilă numai pentru două valori ale alunecării.

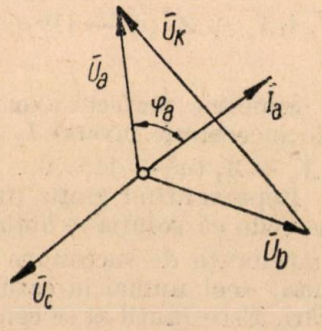


Fig. 2

1. Din fig. 2 se vede că numai atunci se va forma un sistem trifazat simetric cînd

condensatorul va avea o astfel de reactanță (X_c) încît $\varphi_a = 60°$, adică $\bar{I}_a$ să fie perpendicular pe $\bar{U}_k$. Se face abstracție de unghiul δ care caracterizează pierderile condensatorului. In cazul unui defazaj de 60° între curent și tensiune pe fază, se constată din diagrama circulară, că simetria perfectă se poate forma numai pentru două valori ale alunecării, una fiind foarte mare iar alta foarte mică, neputîndu-se vorbi în niciunul din cele două cazuri de un regim de mers în sarcină, deoarece ambele valori sînt departe de cea nominală.

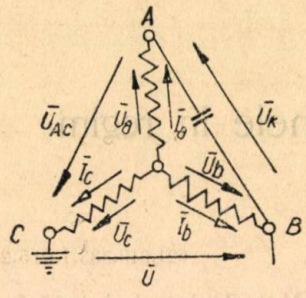


Fig. 3

2. In fig. 3 s-a stabilit sensul pozitiv al tensiunilor și curenților. In cele ce urmează se folosesc relațiile de bază ale metodei componentelor simetrice.

$$\bar{U}_a = \bar{U}_1 + \bar{U}_2 + \bar{U}_0 \qquad \bar{I}_a = \bar{I}_1 + \bar{I}_2 + \bar{I}_0$$

$$\bar{U}_b = a^2\bar{U}_1 + a\bar{U}_2 + \bar{U}_0 \qquad \bar{I}_b = a^2\bar{I}_1 + a\bar{I}_2 + \bar{I}_0$$

$$\bar{U}_c = a\bar{U}_1 + a^2\bar{U}_2 + \bar{U}_0 \qquad \bar{I}_c = a\bar{I}_1 + a^2\bar{I}_2 + \bar{I}_0$$

unde $a = e^{j\,120°}$ și $a^2 = e^{j\,240°}$.

In baza celor spuse mai sus se poate scrie :

$$\bar{U}_k = \bar{U}_a - \bar{U}_b = \bar{U}_1(1 - a^2) + \bar{U}_2(1 - a).$$

Insă $\bar{U}_k = -\bar{I}_a\bar{Z}_c = \bar{I}_a jX_c$, unde X_c este reactanța condensatorului.

Astfel se obține :

$$\bar{I}_a jX_c = \bar{U}_1(1 - a^2) + \bar{U}_2(1 - a).$$

Inlocuind mai departe : $\bar{U}_1 = \bar{I}_1\bar{Z}_1$, $\bar{U}_2 = \bar{I}_2\bar{Z}_2$, $\bar{I}_a = \bar{I}_1 + \bar{I}_2$ și efectuînd operațiile necesare se obține următoarea ecuație :

$$\bar{I}_1[jX_c + \bar{Z}_1(a^2 - 1)] + \bar{I}_2[jX_c + \bar{Z}_2(a - 1)] = 0. \qquad (1)$$

Simetrie perfectă avem atunci cînd curentul de succesiune inversă $I_2 = 0$, deci atunci cînd : $jX_c + \bar{Z}_1(a^2 - 1) = 0$.

Reprezentînd grafic (fig. 4) această ecuație, se vede că soluția se obține numai în cazul unei impedanțe de succesiune directă ($\bar{Z}_1$) bine definită, deci numai în cazul unei anumite alunecări. Este inutil să se calculeze cele două valori ale reactanței condensatorului și alunecării pentru care ecuația de mai sus ar fi satisfăcută, deoarece mai înainte s-a văzut că cele două valori ale alunecării sînt departe de valoarea nominală și deci nu corespund unui regim de sarcină.

Din fig. 4 se vede că un sistem simetric totuși se poate forma pentru orice valoare a alunecării dacă în locul reactanței X_c se va introduce o impedanță adică înafară de condensator se va lega în serie sau paralel cu el și rezistența ohmică. Aceste cazuri nu vor fi studiate în articolul de față.

In concluzie : negăsind pentru condensator o astfel de mărime încît să se formeze un sistem trifazat simetric la o alunecare acceptabilă, ne vom mulțumi cu o simetrie minimă, adică avînd în vedere condițiile impuse de încălzirea mașinii, vom căuta să obținem pentru I_2 o valoare cît mai mică.

Va apare deci pe lîngă curentul de succesiune directă și un curent de succesiune inversă. Din această cauză curentul de succesiune directă admisibil, nu va mai putea fi egal cu cel nominal ci mai mic, condiție impusă de izolația mașinii, de încălzirea limitată aici. Problema se pune în felul următor : să se găsească acea alunecare în care caz, stabilind pentru condensator o astfel de valoare încît asimetria să fie minimă,

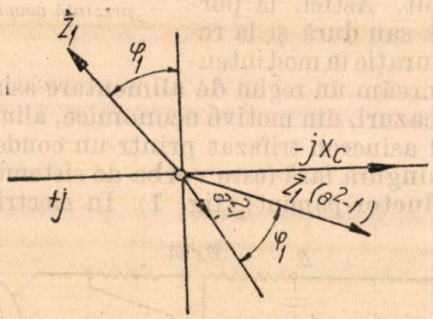


Fig. 4

să se obțină un curent de succesiune directă și inversă, care nu va cauza o supraîncălzire neadmisă nici uneia din cele trei faze. Alunecarea să fie cît mai apropiată de cea nominală. Pentru stabilirea curenților de succesiune directă și inversă ce pot fi admiși sînt două criterii :

a) Primul criteriu : *pierderile totale ale mașinii în regim de alimentare asimetric să fie aceleași ca și în regim de alimentare simetric.* Acest criteriu se referă numai la căldura totală ce se dezvoltă în mașină și nu spune nimic despre supraîncălzirea locală care are loc în faza în care este mai mult încărcată. Să stabilim în acest caz relația dintre I_1, I_2 și I_n. Pierderile în fier din cauza asimetriei nu se vor schimba simțitor, deoarece tensiunea de succesiune directă este aproape egală cu tensiunea nominală, iar tensiunea de succesiune inversă va fi foarte mică, neglijabilă. In cele ce urmează vom urmări numai pierderile în cupru.

Condiția impusă mai sus se exprimă matematic în felul următor :

$$3\,R\,I_n^2 = R(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2),$$

unde am neglijat diferența dintre curentul statorului și rotorului (redus la tensiunea

statorului), iar R fiind rezistența ohmică pe fază a statorului și rotorului.

Dacă înlocuim curenții în regim asimetric $\bar{I}_a$, $\bar{I}_b$ și $\bar{I}_c$ în funcție de $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$ și efectuăm operațiile necesare se obține următoarea relație :

$$I_n^2 = I_1^2 + I_2^2.$$

b) Al doilea criteriu : *curentul de valoare absolută să nu depășească în niciuna din cele trei faze valoarea nominală.* Respectînd acest criteriu se înlătură pericolul supraîncălzirii locale. In acest caz I_n^2 trebuie să fie egal cu cea mai mare dintre valorile I_a^2, I_b^2 și I_c^2. Inlocuind cu componentele simetrice, condiția matematică se exprimă astfel :

$$I_n^2 = I_1^2 + I_2^2 + 2I_1 I_2 \cos \alpha$$

unde α este defazajul dintre I_1 și I_2 corespunzător curentului din faza cea mai încărcată. Cazul cel mai nefavorabil este $\alpha = 0$ deci $I_n = I_1 + I_2$.

Niciunul din cele două criterii nu dă rezultate satisfăcătoare ; ele ne dau numai limitele între care se găsesc valorile admisibile ale curenților I_1 și I_2.

Neglijînd supraîncălzirea locală, după primul criteriu, ajungem la valori admisibile prea mari și mașina se poate distruge în scurt timp. Neluînd în considerație transmisia de căldură ce are loc în corpul mașinii de la un loc mai cald la un loc mai puțin cald, după al doilea criteriu, ajungem la valori admisibile prea mici și mașina nu va fi utilizată la maximum.

In urma celor arătate mai sus, vedem că trebuie să stabilim pentru I_1 și I_2 diferite valori între aceste limite și apoi cu condensatorii corespunzători, efectuăm probe de încălzire, iar în urma acestor probe stabilim valorile admisibile ale curenților I_1 și I_2.

Mai departe avem nevoie de formulele lui $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$ pentru a calcula valorile lor. Inafară de ecuația (1) este nevoie de încă o ecuație în care să figureze $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$ ca necunoscute și pe care o căpătăm aplicînd din nou legea lui Kirchhoff (fig. 3)

$$U = \bar{U}_b - \bar{U}_c = \bar{U}_1 (a^2 - a) - \bar{U}_2 (a^2 - a) = \\ = -j\sqrt{3}\, \bar{I}_1 \bar{Z}_1 + j\sqrt{3}\, \bar{I}_2 \bar{Z}_2. \qquad (2)$$

Rezolvînd sistemul de două ecuații (1 și 2) cu două necunoscute ($\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$) se obține :

$$\bar{I}_1 = \frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{Z}_2 (a-1)\, j - X_c}{-3\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 + jX_c (\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}$$

$$\bar{I}_2 = -\frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{Z}_1 (a^2-1)\, j - X_c}{-3\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 + jX_c (\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}$$

Cunoscînd expresiile lui $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$ sîntem nevoiți să stabilim prin tatonări alunecarea corespunzătoare, așa cum se arată în cele ce urmează.

Luăm pentru alunecare o valoare puțin mai mică decît cea nominală, în al cărei caz în faza schemei echivalente a întregului sistem (fig. 5) calculăm impedanțele $\bar{Z}_1$ și $\bar{Z}_2$, neglijînd anumite rezistențe care nu schimbă rezultatul practic

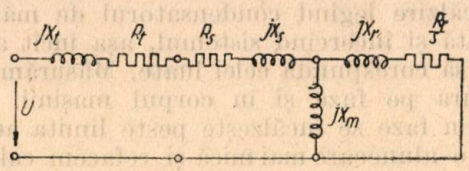


Fig. 5

cu nimic. Inlocuim în partea rotor a motorului rezistențele $\frac{R_r}{s}$ și $\frac{R_r}{2-s}$ respectiv pentru $\bar{Z}_1$ și $\bar{Z}_2$. Considerînd pe X_c ca parametru variabil putem scrie :

$$\bar{I}_1 = \frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{A}' + \bar{B} X_c}{\bar{C} + \bar{D} X_c} \qquad (3)$$

$$\bar{I}_2 = -\frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{A} + \bar{B} X_c}{\bar{C} + \bar{D} X_c} \qquad (4)$$

unde : $\bar{A}' = \bar{Z}_2 (a-1)j$; $\bar{A} = \bar{Z}_1 (a^2-1)j$; $\bar{B} = -1$; $\bar{C} = -3\bar{Z}_1 \bar{Z}_2$ și $\bar{D} = j(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)$.

Expresiile (3) și (4) reprezintă două cercuri asemănătoare cu diagrama cercului, numai că aici ca parametru variabil în locul alunecării (s) este reactanța condensatorului (X_c).

In baza celor spuse mai sus calculăm pentru cercul lui $\bar{I}_2$ trei puncte și îl trasăm conform fig. 6.

Construim o scară parametrică și unind centrul cercului cu centrul sistemului de coordonate,

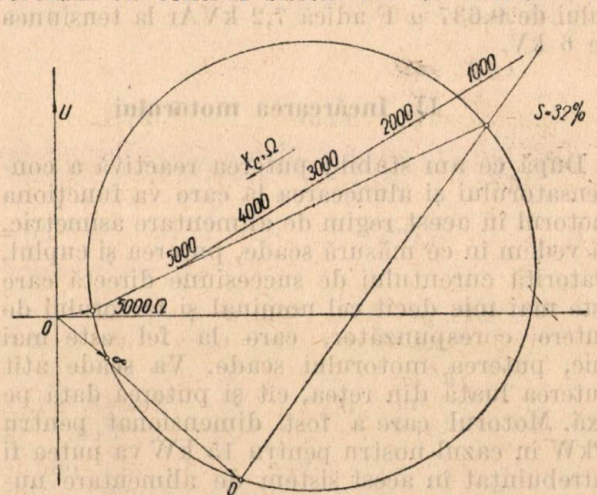


Fig. 6

obținem valoarea minimă a lui I_2. Pe scara parametrică citim valoarea lui X_c care îi corespunde.

Cunoaștem deci la alunecarea luată, mărimea reactanței condensatorului, pentru care curentul

de succesiune inversă este minim. Pentru aceeaşi valoare a lui X_c calculăm după formula (3) valoarea lui I_1. Cunoscînd valorile lui I_1 şi I_2 apreciem în baza criteriilor arătate mai înainte, dacă cei doi curenţi se încadrează în limite. In cazul afirmativ, trebuie să efectuăm proba de încălzire legînd condensatorul de mărimea stabilită şi încercînd sistemul, aşa încît alunecarea să corespundă celei luate. Măsurăm temperatura pe faze şi în corpul maşinii. Dacă una din faze se încălzeşte peste limita admisă luăm o alunecare mai mică şi refacem calculul, în caz contrar luăm una mai mare. In cele ce urmează, fără a efectua proba de încălzire, luăm cazul cel mai nefavorabil, adică $I_n = I_1 + I_2$. Pentru punerea în practică a acestui sistem proba la încălzire este absolut necesară.

In tabela 1 se dau datele obţinute prin calcul, în cazul unui transformator de 30 kVA, 6 000/400 V şi un motor de 15 kW, 380 V.

Alunecarea nominală $s_n = 5\%$, iar curentul nominal $I_n = 30$ A. Puterea reactivă a condensatorului (Q kVAr) este calculată la tensiunea $U = 6$ kV. In lipsa probei de încălzire acceptăm alunecarea de 3,2% pentru că $I_1 + I_2 \approx I_n$.

Tabela 1

s%	I_1 A	I_2 A	$I_1 + I_2$	$\sqrt{I_1^2 + I_2^2}$	X_c Ω	Q kVAr
4	25,36	13,25	38,61	28,58	4 200	8,57
3,5	22,30	11,10	33,40	24,83	4 750	7,57
3,2	20,60	10,00	30,60	22,84	5 000	7,20

In cele ce urmează vom considera în cazul maşinilor luate mai sus, mărimea condensatorului de 0,637 μ F adică 7,2 kVAr la tensiunea de 6 kV.

II. Incărcarea motorului

După ce am stabilit puterea reactivă a condensatorului şi alunecarea la care va funcţiona motorul în acest regim de alimentare asimetric, să vedem în ce măsură scade, puterea şi cuplul. Datorită curentului de succesiune directă care este mai mic decît cel nominal şi factorului de putere corespunzător, care la fel este mai mic, puterea motorului scade. Va scade atît puterea luată din reţea, cît şi puterea dată pe axă. Motorul care a fost dimensionat pentru PkW în cazul nostru pentru 15 kW va putea fi întrebuinţat în acest sistem de alimentare numai pentru o sarcină $P' < P$. Să vedem în cazul condensatorului de 7,2 kVAr şi al alunecării de 3,2% ce putere corespunde motorului de 15 kW.

Ştim că : $P = P_1 + P_2 = (3\,U_1 I_1 \cos\varphi_1 + 3\,U_2 I_2 \cos\varphi_2)\,\eta$. I_1 şi I_2 sînt cunoscuţi. Trebuie să calculăm pe : $\bar{U}_1 = \bar{I}_1 \bar{Z}_{1m}$ şi $\bar{U}_2 = \bar{I}_2 \bar{Z}_{2m}$, $\bar{Z}_{1m}$ şi $\bar{Z}_{2m}$ fiind impedanţa directă şi inversă numai a motorului. Cunoscînd pe $\bar{I}_1$, $\bar{I}_2$, $\bar{U}_1$ şi $\bar{U}_2$ putem şti pe cos φ_1 şi cos φ_2. In fig. 7 se vede

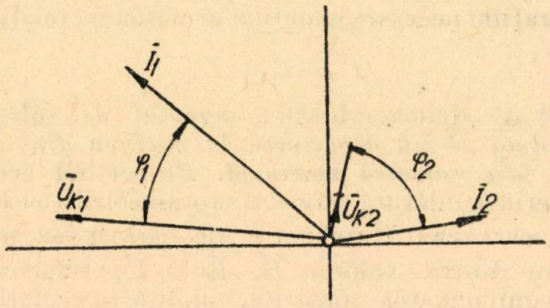


Fig. 7

poziţia în planul complex a tensiunilor şi curenţilor. Făcînd calculul obţinem :

$$U_1 = 218{,}8\ \text{V};\ \cos\varphi_1 = 0{,}825$$
$$U_2 = 16{,}9\ \text{V};\ \cos\varphi_2 = 0{,}257 \qquad \eta = 87\%$$

$$\frac{U_1}{U_n}\,100 = 99{,}4\%;\ \frac{U_2}{U_n}\,100 = 7{,}66\%;\ U_n = 220\ \text{V}$$

Calculînd mai departe puterea găsim :

$$P = 9{,}7 + 0{,}133 = 9{,}833\ \text{kW}.$$

Deci sarcina ce o poate suporta motorul scade de la 15 kW la 9,833 kW deci la 65,5%.

Să analizăm în cele ce urmează cuplul motorului. Cunoaştem relaţiile :

$$\frac{M_1}{M_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \cdot \frac{U_1^2}{U_n^2} \qquad (5)$$

$$\frac{M_2}{M_m} = -\frac{2}{\frac{2-s}{s_m} + \frac{s_m}{2-s}} \cdot \frac{U_2^2}{U_n^2} \qquad (6)$$

unde M_m este cuplul maxim al motorului în regim de alimentare simetric ; M_1 cuplul dat de cîmpul magnetic rotitor şi curentul de succesiune directă, iar M_2 cuplul dat de cîmpul magnetic rotitor şi curentul de succesiune inversă. Cuplul dat de cîmpul magnetic rotitor de succesiune directă şi curentul de succesiune inversă, respectiv acel dat de cîmpul magnetic rotitor de succesiune inversă şi curentul de succesiune directă nu prezintă importanţă fiind moment pulsatoriu cu frecvenţă dublă (100 Hz). Fiind vorba de o maşină mică nu există pericolul intrării în rezonanţă. In cazul analizat de noi obţinem :

$$\frac{M_1}{M_m}100 = 30\%;\ \frac{M_2}{M_m}\,100 = -0{,}15\%;$$

$$\frac{M_1 + M_2}{M_m}\,100 = \frac{M_r}{M_m}\,100 = 29{,}85\%.$$

In cazul alimentării simetrice avem: $\frac{M_n}{M_m}\ 100 = 42{,}5\%$, M_n fiind cuplul nominal al motorului în acest regim. Deci cuplul va scădea la $\frac{M_r}{M_n}\ 100 = 66{,}1\%$.

III. Pornirea motorului

Se pune întrebarea: mărimea reacției condensatorului pe care am stabilit-o este suficientă și pentru pornirea motorului? Dacă nu, este posibil să găsim un astfel de condensator încît să pornească? In caz că da, este avantajos să introducem la pornire al doilea condensator, sau este mai bine să folosim reostatul de pornire?

La pornire: $s = 1\,;\ \bar{Z}_1 = \bar{Z}_2 = \bar{Z}.$

iar

$$\frac{M_P}{M_m} = \frac{M_{P_1} + M_{P_2}}{M_m} = \frac{2}{\frac{1}{s_m} + \frac{s_m}{1}} \frac{Z^2}{U_n^2}(I_1^2 - I_2^2).$$

Cuplul de pornire variază deci direct proporțional cu diferența pătratelor curentului de suc-

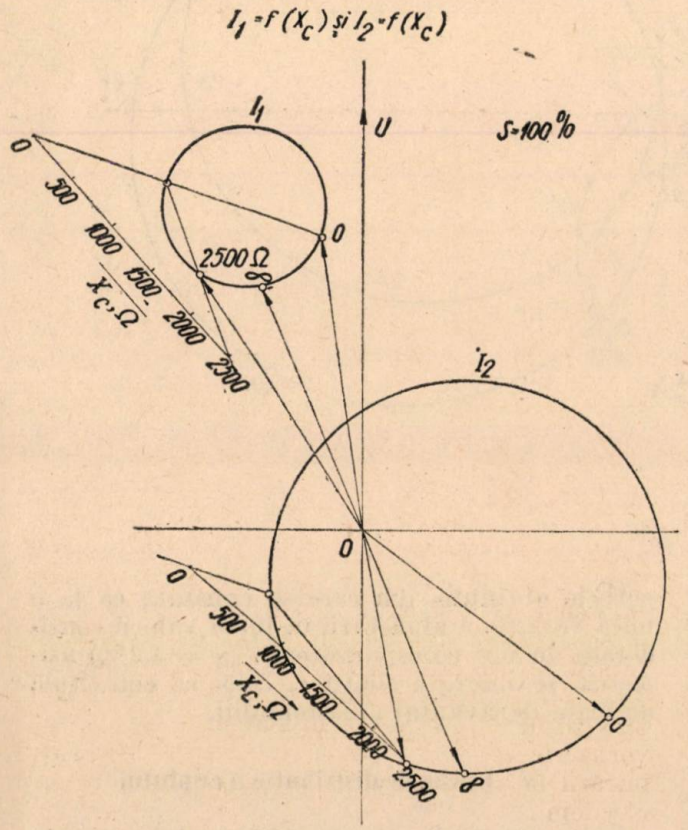


Fig. 8

cesiune directă și inversă. In cazul motorului de 15 kW și al condensatorului de 7,2 kVAr la 6 kV, $I_1 \approx I_2$.

De aceea $\frac{M_P}{M_m}\ 100 = 1{,}36\%$. Motorul nu poate porni numai cu acest condensator. In baza formulelor lui $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$ stabilite mai înainte pentru alunecarea $s = 1$ calculăm cele două cercuri (fig. 8) care reprezintă variația lui $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$ la pornire, reactanța condensatorului (X_c) fiind parametrul variabil.

De remarcat este faptul că $\bar{I}_1$ variază după un cerc de diametru mic, iar $\bar{I}_2$ după un cerc de diametru mult mai mare. Din fig. 8 se vede că pentru $X_c = 800\ \Omega$ obținem aproximativ cea mai mare diferență între I_1 și I_2. Iar $\frac{M_P}{M_m}100 = 22{,}9\%$, cuplul obținut în cazul unui condensator de 45 kVAr. Ar trebui deci să mai introducem în paralel cu condensatorul de 7,2 kVAr încă unul de 36,8 kVAr. Nu putem însă folosi acest mod de pornire, în primul rînd, din cauza condensatorului prea mare de care avem nevoie și în al doilea rînd din cauza cuplului care totuși este mic. Va trebui deci să folosim reostatul de pornire.

IV. Curbele de distribuție ale curentului

Formulele lui $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$ au fost deduse mai înainte. Pe baza lor putem deduce formulele curenților pe faze și pe linie. Astfel obținem:

$$\bar{I}_a = \bar{I}_1 + \bar{I}_2 = \frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{Z}_2(a-1)\,j - \bar{Z}_1(a^2-1)\,j}{-3\bar{Z}_1\bar{Z}_2 + jX_c(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}$$

$$\bar{I}_b = a^2\bar{I}_1 + a\bar{I}_2 = \frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{Z}_2(1-a^2)\,j - \bar{Z}_1(1-a)\,j + j\sqrt{3}X_c}{-3\bar{Z}_1\bar{Z}_2 + jX_c(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}$$

$$\bar{I}_c = a\bar{I}_1 + a^2\bar{I}_2 = U\frac{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 - jX_c}{-3\bar{Z}_1\bar{Z}_2 + jX_c(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)} = \bar{I}_C$$

$$\bar{I}_B = -\bar{I}_C = \bar{I}_a + \bar{I}_b = -U\frac{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 - jX_c}{-3\bar{Z}_1\bar{Z}_2 + jX_c(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}$$

unde $\bar{I}_a$, $\bar{I}_b$ și $\bar{I}_c$ sînt curenții pe cele trei faze iar $\bar{I}_B$ și $\bar{I}_C$ curenții pe linie.

In baza fig. 5 exprimăm impedanțele $\bar{Z}_1$ și $\bar{Z}_2$

$$\bar{Z}_1 = \bar{Z}_t + \bar{Z}_s + \frac{jX_m\left(\frac{R_r}{s} + jX_r\right)}{\frac{R_r}{s} + j(X_r + X_m)} =$$

$$= \bar{Z}_t + \bar{Z}_s + \frac{jX_m\left(\frac{R_r\,n_0}{n_0 - n} + jX_r\right)}{\frac{R_r \cdot n_0}{n_0 - n} + j(X_r + X_m)}.$$

$$\bar{Z}_2 = \bar{Z}_t + \bar{Z}_s + \frac{jX_m\left(\frac{R_r}{2-s} + jX_r\right)}{\frac{R_r}{2-s} + j(X_r + X_m)} =$$

$$= \bar{Z}_t + \bar{Z}_s + \frac{jX_m\left(\frac{R_r\,n_0}{n_0 + n} + jX_r\right)}{\frac{R_r\,n_0}{n_0 + n} + j(X_r + X_m)}.$$

Inlocuind în formulele de mai sus expresiile lui $\bar{Z}_1$ și $\bar{Z}_2$ și efectuînd operațiile necesare obținem:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{a} + \bar{b}n + \bar{c}n^2}{\bar{d} + \bar{e}n^2}; \quad \bar{I}_2 = \frac{\bar{A} + \bar{B}n + \bar{C}n^2}{\bar{d} + \bar{e}n^2};$$

$$\bar{I}_a = \frac{\bar{f} + \bar{g}n + \bar{h}n^2}{\bar{d} + \bar{e}n^2}; \quad \bar{I}_b = \frac{\bar{F} + \bar{G}n + \bar{H}n^2}{\bar{d} + \bar{e}n^2};$$

$$\bar{I}_B = -\bar{I}_C = \frac{\bar{K} + \bar{l}n^2}{\bar{d} + \bar{e}n^2};$$

unde coeficienții lui n și n^2 sînt numere complexe. Curbele de distribuție ale curenților $\bar{I}_1$, $\bar{I}_2$, $\bar{I}_a$ și $\bar{I}_b$ sînt curbe de ordin superior, bicirculare.

punzătoare alunecărilor apropiate de 1 și ∞ se concentrează toate pe o porțiune mică în jurul acestor valori (fig. 9).

Așa cum s-a arătat mai sus am calculat cercurile din care se compun bicircularele lui $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$. Pentru a verifica cele presupuse, s-a calculat cu formulele precise curenții corespunzători valorilor $s = 0{,}4$; $s = 1{,}6$; $s = -0{,}4$ și $s = 2{,}4$ și s-a constatat că și aceste puncte se înscriu pe cercurile care aproximează bicircularele.

Punctele corespunzătoare alunecării $s = 1$ și $s = \infty$ au fost calculate cu formulele precise. Cunoscînd bicircularele descrise de $\bar{I}_1$ și $\bar{I}_2$, pe cale grafică putem construi curbele descrise de curenții pe faze și linie. In fig. 9 se pot vedea

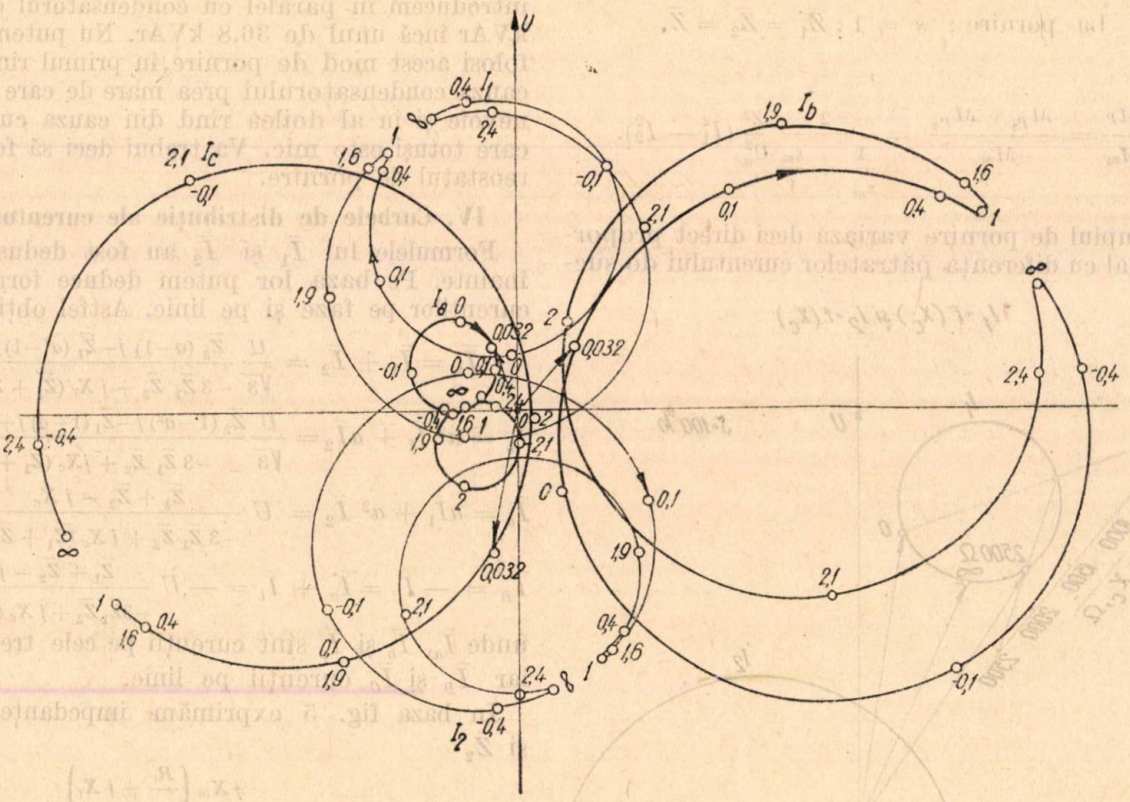


Fig. 9

Pentru curentul total luat din rețea ($\bar{I}_B$) obținem un cerc asemănător cu diagrama circulară a motorului asincron monofazat. Aceste curbe se pot ușor trasa folosind o proprietate a lor. Bicircularele se compun din cîte două cercuri pe care le obținem în următorul fel: pentru valorile apropiate de s putem considera pe $2 - s = 2 =$ constant, deci pe $\bar{Z}_2 =$ constant și curentul descrie aproximativ 9/10 din cercul pe care-l obținem astfel; pentru valorile apropiate de $2\text{-}s$ putem considera $s = 0 =$ constant, deci $\bar{Z}_1 =$ constant și curentul descrie aproximativ 9/10 din al doilea cerc obținut. Sîntem avantajați de faptul că punctele corescurbele obținute, din care se constată că la o mică variație a alunecării în jurul valorii considerate de noi corespunzătoare ($s = 3{,}2\%$) asimetria se mărește simțitor, ceea ce constituie un mare dezavantaj al sistemului.

V. Curba de distribuție a cuplului

Se va construi separat curba cuplului dat de mărimile de succesiune directă (M_1) și curba cuplului dat de mărimile de succesiune inversă (M_2), se vor aduna grafic și se va obține curba de variație a cuplului în cazul alimentării asimetrice (M_{as}).

Pentru a calcula diferite puncte ale curbelor M_1 și M_2 se folosesc relațiile (5) și (6) unde trebuie să cunoaștem valorile lui $U_1 = I_1 Z_1$ și $U_2 = I_2 Z_2$. Valorile lui I_1 și I_2 vor fi luate din diagramele circulare construind pentru fiecare cerc care compune bicircularele, cîte o scară parametrică. Nu este indicat să luăm din diagrame curenții corespunzători valorilor alunecării care trec peste $s = -1$ și $s = 3$, respectiv $s = 0{,}5$ și $s = 1{,}5$ deoarece peste aceste valori, așa cum am arătat mai înainte, curenții nu mai urmează cele două cercuri.

De altfel ar fi de prisos astfel de valori. Pentru Z_1 și Z_2 vom lua valorile corespunzătoare din diagrama circulară a impedanței. In fig. 10 se văd curbele obținute pentru M_1, M_2 și

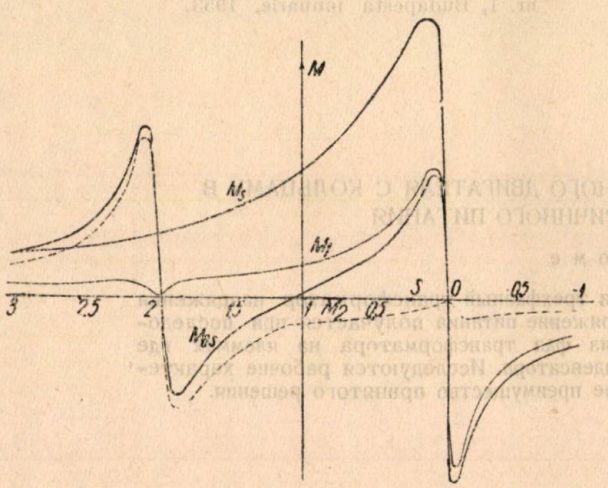


Fig. 10

M_{as} precum și curba cuplului în cazul că alimentarea este simetrică. Din curbă se observă că la o variație ΔM a cuplului corespunde o variație a alunecării Δs mai mare decît în cazul alimentării simetrice care atrage după sine o mărire a asimetriei. De aceea motorul în exploatare va trebui să fie încărcat cu cuplul puțin variabil ceea ce, în practică, nu întotdeauna se poate realiza.

VI. Raportul tensiunilor

Trebuie să vedem dacă în diferitele regimuri de funcționare apare la bornele condensatorului o tensiune mai mare de 6 kV.

a) *La rețea este cuplat numai transformatorul care merge în gol.* In acest caz $\bar{Z}_1 = \bar{Z}_2 = \bar{Z}_0$

iar

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 \bar{Z}_1 = \frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{Z}_0 (a-1) j - X_c}{-3\bar{Z}_0 + j2X_c};$$

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_2 \bar{Z}_2 = -\frac{U}{\sqrt{3}} \frac{\bar{Z}_0 (a^2-1) j - X_c}{-3\bar{Z}_0 + j2X_c};$$

efectuînd calculul numeric și reprezentînd grafic în diagrama vectorială găsim că :

$$\frac{U_k}{U} 100 = 19\%; \quad \frac{U_{AC}}{U} 100 = 119\%.$$

Notațiile sînt cele din fig. 3.

Din calcul reiese că la bornele condensatorului în acest caz apare o tensiune mică.

b) *La rețea este cuplat transformatorul și motorul care merge în gol.* Calculăm pe $\bar{Z}_{10}$ și $\bar{Z}_{20}$ în cazul că $s = 0$ și apoi pe $\bar{U}_1 = \bar{I}_1 \bar{Z}_{10}$ și $\bar{U}_2 = \bar{I}_2 \bar{Z}_{20}$. Din diagrama vectorială constatăm că :

$$\frac{U_k}{U} 100 = 117\% \text{ și } \frac{U_{AC}}{U} 100 = 108\%.$$

Nici în acest caz, după calcul, condensatorul nu va primi tensiune prea mare.

c) *Regim normal*, $s = 3{,}2\%$. Așa cum am procedat în cazurile precedente, construim diagrama vectorială a tensiunilor și constatăm că în acest caz

$$\frac{U_k}{U} 100 = 91\% \text{ și } \frac{U_{AC}}{U} 100 = 106\%.$$

In concluzie putem spune că în timpul exploatării, după calcul, nu apare la bornele condensatorului o tensiune prea mare, care eventual l-ar distruge.

VII. Calculul rentabilității

Acest sistem prezintă anumite avantaje și dezavantaje față de sistemul obișnuit. Folosirea lui este indicată numai în cazul că avantajele care sînt de natură economică, depășesc dezavantajele care sînt de natură economică, precum și de exploatare. Pentru a constata acest lucru trebuie să comparăm sistemul de față cu un sistem de alimentare trifazat simetric, unde alimentarea se face prin doi conductori și pămînt. Cînd facem această comparație, pornim de la premiza ca în ambele cazuri să obținem aceeași putere pe axă.

Avantaje : economie de cupru și echipament necesar întinderii celui de al doilea conductor ; stîlpii de susținere pot fi mai subțiri, iar manopera necesară întinderii liniei electrice mai redusă ; sistemul este mai simplu și ușor montabil.

Dezavantaje: motorul nu poate fi întrebuinţat la puterea pentru care a fost dimensionat şi la fel transformatorul. Deci pentru a obţine aceeaşi putere trebuie să cumpărăm maşini mai mari şi un condensator de 6 kV; un alt dezavantaj al sistemului de faţă este faptul că nu admite fluctuaţii de sarcină prea mari din cauza măririi asimetriei.

VIII. Concluzii

In baza studiului făcut mai sus, nu ne putem pronunţa cu exactitate cînd şi în ce măsură sîntem avantajaţi prin folosirea sistemului arătat. In Uniunea Sovietică s-au făcut mai de mult experienţe în acest sens şi au dat rezultate bune. Experienţa urmează să decidă în ce măsură şi în ce condiţii acest sistem poate fi folosit şi la noi în ţară.

Bibliografie:

Kostenko M. P.: Elektriceskie maşînî speţialnaia ceast Gosenergoizdat, 1949.

Kovács K. Pál: Villamosgépek üzemtana. I. Aszinkrongépek Tankönyvkiadó, Budapesta, 1952.

Tuschák Róbert: Incărcarea motorului asincron conectat la tensiune trifazată asimetrică, Elektrotechnika, nr. 1, Budapesta ianuarie, 1953.

★

РАБОТА ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОЛЬЦАМИ В РЕЖИМЕ НЕСИММЕТРИЧННОГО ПИТАНИЯ

Резюме

Асинхронный двигатель питается через трехфазный трансформатор напряжения от однофазной сети в 6 кв. Трехфазное напряжение питания получается при последовательном включении конденсатора в одну из фаз трансформатора на клеммах где имеются 6 кв. Устанавливаются размеры конденсатора. Исследуются рабочие характеристики двигателя. Приводится экономическое преимущество принятого решения.

★

DER BETRIEB DES DREHSTROMASYNCHRONMOTORS MIT ASYMETRISCHER SPEISUNG

Zusammenfassung

Der Asynchronmotor wird mit Hilfe eines Drehstromtransformators von einem 6 kV Einphasennetz gespeist. Die für die Speisung nötige Drehstromspannung wird dadurch erzielt dass ein Kondensator in Reihe mit einer der Transformatorphasen, auf der 6 kV seite, geschaltet wird. Es werden die Kriterien der Dimensionierung des Kondensators festgesetzt. Zugleich werden die Arbeitscharakteristiken des Motors studiert. Es werden die ökonomischen Vorteile der angenommenen Lösung dargestellt.

Grupul generator-motor ca element de execuție în acționările automatizate

Conf. Ing. D. DAMSKER
Laureat al Premiului de Stat

621.34—523

Se expune sub o nouă formă matematică expresia cea mai generală a procesului tranzitoriu la grupul generator-motor propusă anterior de autor. Apoi se arată că formulele găsite pot fi aplicate în cazurile cele mai generale la orice sistem automatizat avînd ca element de execuție veriga generator-motor. Se încheie printr-un exemplu de calcul.

In prima parte a articolului de față se redă, într-o formă matematică nouă, expesia cea mai generală a procesului tranzitoriu la grupul generator-motor, comunicată pentru prima dată la sesiunea științifică a Institutului Politehnic din București, în decembrie 1954.

Intre timp, am găsit utilitatea expresiilor stabilite atunci la calculul sistemelor automate cu circuit închis și comandă continuă. In partea a doua a articolului, se arată că o dată cunoscute formulele generale ale procesului tranzitoriu la grupul generator-motor, ele pot fi aplicate în cazurile cele mai generale la orice sistem automatizat avînd ca element de execuție veriga generator-motor.

Mecanismele tehnologice, cu frecvența mare a ciclurilor de lucru (cîteva sute de cicluri pe oră) au acționarea electrică în sistemul generator-motor. Asemenea mecanisme se întîlnesc la laminoare, la încărcarea furnalelor, la unele macarale metalurgice, la elevatoarele de mine etc.

Intregul ciclu de lucru se petrece ca o succesiune continuă a proceselor tranzitorii. De cele mai multe ori fluxul motorului rămîne neschimbat și comanda mecanismului se exercită asupra excitației generatorului.

La proiectarea acționării electrice a unor asemenea mecanisme este necesar să se predetermine desfășurarea proceselor tranzitorii, pentru verificarea parametrilor tuturor circuitelor, parametri calculați anterior astfel ca să satisfacă regimurile staționare.

A. Calculul procesului tranzitoriu la grupul generator-motor în cazul cel mai general

Calculele proceselor tranzitorii, expuse în prima parte a articolului de față, se referă la agregatele de acționare generator-motor, avînd sistemul de comandă cu circuit deschis, sau automatizat prin relee (automatizare parametrică). In literatura de specialitate [1], [2], [3] se găsesc metodele de calcul analitic al proceselor tranzitorii, separat pentru pornire, frînare, reversare, în ipoteza că regimul inițial este staționar.

In comunicarea autorului, citată mai sus, a fost stabilită o formulă nouă, pentru calculul oricărui proces tranzitoriu în schema generator-motor, indiferent de situația inițială staționară sau dinamică. Prezentăm o demonstrație nouă a aceleiași formule. In calculul proceselor tranzitorii, care au condiții inițiale diferite de zero, trebuie să se țină seama dacă regimul inițial este staționar sau dinamic. In regimul inițial staționar diferit de zero, parametrii electrici și mecanici ai sistemului au valori diferite de zero, dar constante, în timp ce în regimul inițial dinamic și derivatele în raport cu timpul ale parametrilor, pînă la un anumit ordin, sînt diferite de zero. De aici rezultă alte formule de calcul pentru fiecare regim inițial.

In cazul automatizării prin relee a sistemului de comandă, după ce semnalul inițial de comandă a fost dat de operator, releele intervin în timpul procesului tranzitoriu, modifică semnalul sau structura circuitelor, astfel că, la desfășurarea ulterioară a procesului tranzitoriu, sistemul se găsește în condiții inițiale dinamice.

De aici se vede utilitatea unei metode de calcul corespunzătoare acestui caz, care este cel mai general și de la care se poate ajunge la oricare alt caz prin particularizare.

1. *Imaginea Laplace a funcției de timp, care exprimă variația vitezei motorului.* Considerăm schema principială din fig. 1. Se fac aceleași

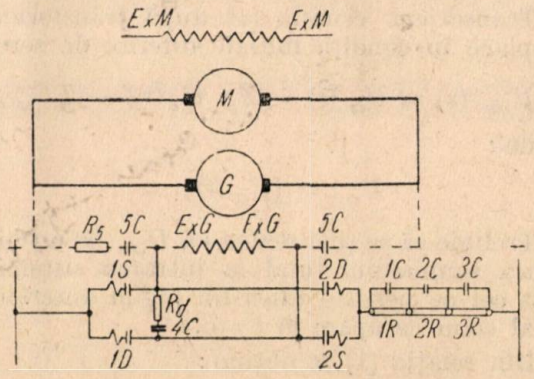


Fig. 1

ipoteze simplificatoare, ca și pentru metoda analitică clasică și anume: se neglijează inductanțele de scăpări ale înfășurărilor indusului, fenomenele de saturație magnetică și histerezis, fluxul de scăpări al polilor magnetici, influența demagnetizantă a reacției indusului și a

curenților turbionari. Cuplul static este presupus diferit de zero, dar constant.

Vom folosi reprezentarea Laplace a funcțiilor de timp:

$$F(s) = \int_0^\infty f\ (t)\ \varepsilon^{-st}\,dt$$

unde $F(s)$ este imaginea funcțiunii $f(t)$ și $s = \sigma + j\omega$ este variabilă complexă ($\sigma > 0$).

Să stabilim expresia procesului tranzitoriu de excitare a generatorului, cînd tensiunea de alimentare a circuitului de excitație suferă o variație în treaptă, comandată de operator, în condiții inițiale dinamice.

Facem următoarele notații: K_c, K_u — coeficienții de amplificare statică ai generatorului pentru curentul și tensiunea de excitație; U_{intr}, $U_{ieșire}$ — funcțiunile de intrare și ieșire în raport cu generatorul; T_e, R_e — constantă de timp electromagnetică și rezistența circuitului de excitație al generatorului; $c_{e\Phi}$, $c_{i\Phi}$, C_e, C_m — coeficienții de proporționalitate între f.e.m. și flux, flux și curentul de excitație la generator, apoi între f.e.m. și viteză, precum și cuplu și curentul principal la motor; M, M_s — cuplul motor și static; n—viteza motorului în rot/min; R_t — rezistența totală a circuitului generator-motor; T_m — constantă electromecanică; i_m — curentul principal variabil din circuitul generator-motor; I_s— curentul de sarcină; e_g, E_g — valoarea variabilă și staționară a f.e.m. a generatorului; i_e, I_e — curentul de excitație variabil și staționar.

Ecuația diferențială a elementului aperiodic este:

$$K\ U_{intr}\ (t) = U_{eș}(t) + T\frac{dU_{eș}\ (t)}{dt} \qquad (1)$$

unde K este coeficientul de amplificare statică, iar T este constanta de timp a elementului.

Transcriem ecuația (1) după transformarea Laplace în condiții inițiale diferite de zero:

$$K\ U_{intr}\ (s) = U_{eș}\ (s) + T\ s\ U_e\ (s_ș) - TU_{eș\cdot o} \qquad (2)$$

unde:

$$U_{eș\cdot o} = [U_{eș}\ (t)]_{t=0}.$$

Trebuie să se țină seama că $U_{intr}\ (s)$ este imaginea semnalului total la intrarea sistemului, atît cel ce persistă dintr-un regim anterior cît și al celui ce apare la $t = 0$.

Din relația (1) se obține:

$$U_{eș}\ (s) = \frac{K\ U_{intr}\ (s) + T\ U_{eș\cdot o}}{1 + s\ T}. \qquad (3)$$

Coeficienții de amplificare statică, în cazul cînd $U_{eș} = e_g$ sau i_e, iar U_{intr} este tensiunea de excitație U_e, au expresiile:

$$K_c = \frac{1}{R_e} \qquad (4)$$

și

$$K_u = \frac{c_{e\Phi}\ c_{\Phi i}}{R_e}. \qquad (5)$$

Dacă se aplică tensiunea de excitație în treaptă, atunci imaginea sa va fi:

$$U_{intr}\ (t) = \frac{1}{s}\ U_e$$

unde U_e este valoarea totală constantă a tensiunii de excitație de la timpul $t = 0+$.

In acest caz avem relațiile:

$$K_c\ U_e = I_e \qquad (6)$$

și

$$K_u\ U_e = E_g. \qquad (7)$$

Se notează:

$$[i_e\ (t)]_{t=0} = i_{e\cdot o} \qquad (8)$$

și

$$[e_g\ (t)]_{t=0} = e_{g\cdot o} \qquad (9)$$

Ținînd seama de notațiile de mai sus și de faptul că pentru generator constanta de timp este T_e, ecuația (3) devine:

$$i_e\ (s) = \frac{Ie + sT_e\ i_{e\cdot o}}{s\ (1 + sT_e)} \qquad (10)$$

și

$$e_g\ (s) = \frac{E_g + sT_e\ e_{g\cdot o}}{s\ (1 + sT_e)}. \qquad (11)$$

Al doilea fenomen inerțial, care urmează a fi exprimat matematic, este procesul tranzitoriu mecanic:

$$M - M_s = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}. \qquad (12)$$

In cazul existenței la arborele motorului a unui cuplu static, dacă se pornește din repaus, originea timpului pentru procesul de excitare este momentul variației în treaptă a semnalului de comandă și este diferită de originea timpului pentru variația vitezei. Dacă se pornește de la un regim, avînd viteza diferită de zero, cele două origini de timp se confundă.

Transcriem ecuația (12) după transformarea Laplace:

$$M\ (s) - \frac{M_s}{s} = \frac{GD^2}{375}\ (sn - n_{in}). \qquad (13)$$

S-a notat:

$$[n\ (t)]_{t=0} = n_{in}.$$

Inmulțind toți termenii relației (13) cu $\frac{R_t}{C_e\ C_m}$ se obține:

$$\frac{i_m\ R_t}{C_e} = I_s\frac{R_t}{s\ C_e} + T_m\ (sn - n_{in}) \qquad (14)$$

unde:

$$T_m = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{R_t}{C_e\ C_m}.$$

Curentul care circulă în înfășurările indusului celor două mașini este determinat de diferența între f.e.m. a celor două mașini :

$$e_g - e_m = R_t\, i_m. \tag{15}$$

Impărțind toți termenii relației (15) cu C_e, se obține

$$n_{gol} - n = \Delta n \tag{16}$$

unde n_{gol} este viteza ideală de mers în gol a motorului :

$$n_{gol} = \frac{e_g}{C_e} \text{ și } \Delta n = \frac{i_m R_t}{C_e}.$$

Conform cu relația (11) avem :

$$n_{gol} = \frac{e_g}{C_e} = \frac{N_o + s T_e n_{gol\cdot o}}{s(1 + s T_e)}. \tag{17}$$

In relația de mai sus, s-a notat :

$$N_0 = \frac{E_g}{C_e} \qquad n_{gol\cdot o} = \frac{e_{g\cdot o}}{C_e}.$$

In regim staționar, căderea de viteză se datorește numai curentului de sarcină I_s încît :

$$\Delta n_s = \frac{I_s R_t}{C_e}. \tag{18}$$

La originea timpului, echilibrul electric se exprimă :

$$n_{gol.o} - n_{in} = \Delta n_{in}. \tag{19}$$

Starea finală, la care s-ar ajunge dacă procesul tranzitoriu s-ar desfășura pînă la capăt, este staționară :

$$N = N_0 - \Delta n_s \tag{20}$$

unde N este valoarea finală a vitezei :

$$N = [n\,(t)]_{t \to \infty}$$

In relația (16) se introduc expresiile lui n_{gol} și Δn conforme relațiilor (14), (17) și (18), rezultă :

$$\frac{N_0 + s T_e n_{gol\cdot o}}{s(1 + s T_e)} - n = T_m\,(s\,n - n_{in}) + \Delta n_s \frac{1}{s}. \tag{21}$$

După ce se execută calculele, se obține :

$$n\,(s) = \frac{\frac{1}{T_e T_m}[N + s(T_e n_{gol\cdot o} + T_m n_{in} - T_e \Delta n_s) + s^2 T_e T_m n_{in}]}{s\left(s + \frac{1}{T_e}\right)\left(s + \frac{1}{T_m}\right)}. \tag{22}$$

Ecuația (22) reprezintă ecuația cea mai generală a procesului tranzitoriu la grupul de acționare generator-motor, exprimată sub forma transformării Laplace.

Funcția vitezei, conform relației (22), are două poluri $s_1 = -\frac{1}{T_2}$ și $s_2 = -\frac{1}{T_m}$ situate pe semiaxa reală și negativă și un pol în originea coordonatelor, încît sistemul este totdeauna stabil (în ipotezele luate la baza calculelor) și caracterul stabilității este aperiodic, iar valoarea staționară pentru $t = \infty$ va fi o constantă.

2. *Funcția de timp, care exprimă procesul tranzitoriu, în cazul cel mai general, pentru viteza motorului.* De la imagine vom trece la funcția originală cu ajutorul teoremei dezvoltării. Deoarece funcția (22) se prezintă sub forma raportului a două polinoame :

$$n(s) = \frac{U(s)}{s\,W(s)}$$

funcția originală va fi :

$$n(t) = \frac{U(o)}{W(o)} + \sum_{k=1}^{n} \frac{U(s)}{s_k W'(s_k)} \varepsilon^{s_k t}. \tag{23}$$

In formula de mai sus, s_k sînt rădăcinile polinomului $W(s) = 0$. $W'(s)$ este derivata în raport cu s, iar

$$U\,(0) = [U\,(s)]_{s=o} \text{ și } W\,(0) = [W\,(s)]_{s=o}.$$

Urmează să avem :

$$\frac{U(0)}{W(0)} = N \tag{24}$$

N este valoarea finală (pentru $t \to \infty$) a vitezei motorului, ceea ce era de așteptat.

Făcînd calculele se găsește :

$$W'\,(s_1) = \left(-\frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_m}\right) \text{ și } W'(s_2) = \left(-\frac{1}{T_m} + \frac{1}{T_e}\right) \tag{25}$$

$$U(s_1) = \frac{1}{T_e T_m}(N_0 - n_{gol\cdot o}) \tag{26}$$

$$U(s_2) = \frac{1}{T_e T_m}\left(N - \frac{T_e}{T_m} n_{gol\cdot o}\right) - n_{in} + \frac{T_e}{T_m} \Delta n_s + \frac{T_e}{T_m} n_{in} \tag{27}$$

Introducînd valorile calculate în formula (23) și ordonînd se găsește :

$$n\,(t) = N + \frac{T_e(N_0 - n_{gol\cdot o})}{T_m - T_e} \varepsilon^{-\frac{t}{T_e}} + \frac{T_e(\Delta n_{in} - \Delta n_s) - T_m(N - n_{in})}{T_m - T_e} \varepsilon^{-\frac{t}{T_m}} \tag{28}$$

unde :

$$N = N_0 - \Delta n_s = \frac{c_{e\Phi}\, c_{i\Phi}}{R_e} \cdot \frac{1}{C_e} U_e - \Delta n_s.$$

Ecuația (28) reprezintă forma cea mai generală a procesului tranzitoriu la grupul generator-motor, exprimată în funcție de timp.

B. Funcțiunile de transfer ale grupului generator-motor ca element de execuție în sistemele cu reglare automată

La acționările electrice cu circuite închise de reglare automată, elementul de execuție cel mai frecvent întîlnit astăzi este veriga generator

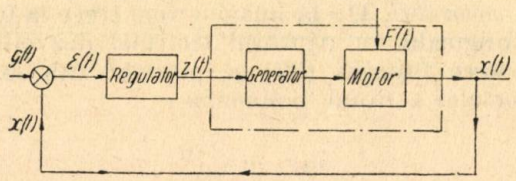


Fig. 2

motor. Figura 2 reprezintă schema scheletică pentru o asemenea acționare.

Ca să se întocmească calculul procesului tranzitoriu pe calea funcțiilor de transfer este necesar a se cunoaște funcțiunile de transfer ale verigii generator-motor pentru cazul cel mai general. Vom folosi expresia procesului tranzitoriu sub forma imaginii Laplace (relația 22) pentru a stabili funcțiunile de transfer ale verigii generator-motor, astfel ca ele să poată fi utilizate cu orice fel de regulator.

3. *Funcțiunile de transfer ale unui sistem oarecare de reglare automată.* Pentru un sistem oarecare de reglare automată, conform schemei scheletice din fig. 2, în care să considerăm grupul generator-motor, încadrat cu trăsătură linie — punct, ca un element oarecare de execuție, putem scrie ecuațiile care ne vor conduce la funcțiile de transfer ale sistemului [4].

Dacă notăm $g(t)$ semnalul de comandă la intrarea sistemului, $x(t)$ mărimea reglată la ieșirea sistemului, $f(t)$ semnalul unei acțiuni perturbatorii din exterior, $\varepsilon(t)$ eroarea, care este impulsul de comandă în sistemul considerat deschis, $Z(t)$ semnalul de comandă la ieșirea din regulator, atunci putem nota ecuațiile diferențiale care descriu fenomenele fizice astfel:

ecuația regulatorului:

$$B(p)\ Z(t) = N(p)\ \varepsilon(t)\,; \tag{29}$$

ecuația erorii:

$$\varepsilon(t) = g(t) - x(t)\,; \tag{30}$$

ecuația mărimii reglate:

$$D(p)\ x(t) = M(p)\ f(t) + L(p)\ Z(t). \tag{31}$$

In ecuațiile de mai sus $D(p)$, $M(p)$, $L(p)$, $B(p)$ și $N(p)$ sînt operatori liniari de $p\left(p = \frac{d}{dt}\right)$. (A nu se confunda viteza finală notată cu N cu operatorul notat la fel aici).

Dacă se transcrie după transformarea Laplace ținînd seama de condițiile inițiale diferite de zero, avem:

$$B(s)\ Z(s) = N(s)\ E(s) - N_{in}(s) \tag{32}$$

$$E(s) = G(s) - X(s) \tag{33}$$

$$D(s)\ X(s) = M(s)\ F(s) + L(s)\ Z(s) - M_{in}(s) \tag{34}$$

In N_{in} și M_{in} au fost grupați toți termenii care devin zero la condiții inițiale zero.

Eliminînd din ecuațiile de mai sus funcțiunile: Z(s) și E(s), găsim:

$$X(s) = \frac{N(s)L(s)G(s) + M(s)B(s)F(s) - N_{in}(s) - BM_{in}(s)}{D(s)\ B(s) + N(s)\ L(s)}\,. \tag{35}$$

Făcînd notațiile:

$$KW = \frac{N(s)\ L(s)}{B(s)\ D(s)} \qquad V(s) = \frac{M(s)}{D(s)}$$

$$V_{in}(s) = \frac{-N_{in}(s) - B(s)\ M_{in}(s)}{B(s)\ D(s)} \tag{36}$$

se ajunge la:

$$X(s) = \frac{KW(s)}{1+KW(s)}G(s) + \frac{V(s)}{1+KW(s)}F(s) + \frac{V_{in}(s)}{1+KW(s)}\,. \tag{37}$$

In relația de mai sus, $KW(s)$ este funcția de transfer a sistemului deschis pentru semnalul de comandă $G(s)$ în condiții inițiale zero, $V(s)$ este funcția de transfer a sistemului deschis pentru semnalul acțiunii de perturbare $F(s)$ în condiții inițiale zero, iar V_{in} grupează toți termenii care provin din condițiile inițiale diferite de zero ale funcțiilor $x(t)$, $g(t)$ și $f(t)$.

Se mai introduc următoarele notații:

$$\Phi(s) = \frac{KW(s)}{1+KW(s)} \qquad Y(s) = \frac{V(s)}{1+KW(s)} \qquad Y_{in}(s) = \frac{V_{in}(s)}{1+KW(s)} \tag{38}$$

unde $\Phi(s)$ este funcția de transfer a sistemului închis pentru semnalul de comandă $G(s)$, în condiții inițiale zero; $Y(s)$ este funcția de transfer a sistemului închis pentru semnalul de perturbație $F(s)$ în condiții inițiale zero; $Y_{in}(s)$ cuprinde termenii datorați condițiilor diferite de zero.

Cu notațiile de mai sus, ecuația (37) se scrie:

$$X(s) = \Phi(s)\,G(s) + Y(s)\,F(s) + Y_{in}(s). \tag{39}$$

Această ecuație reprezintă procesul tranzitoriu în sistemul închis de reglare, în condițiile cele mai generale, sub influența simultană a unui semnal de comandă și a unei perturbații exterioare.

Pentru ca să putem calcula procesul tranzitoriu pe baza formulei (39), este necesar să cunoaștem ecuațiile diferențiale (29) și (31) sau mai bine, imaginile lor (32) și (34).

Presupunem cunoscute relaţiile corespunzătoare regulatorului (29) şi (32) şi ne propunem să stabilim funcţiile de transfer ale verigii generator-motor ca element de execuţie pentru a putea fi introduse în calculul oricărei acţionări automatizate care cuprinde acest grup.

4. *Funcţiunile de transfer ale verigii generator-motor.* Pentru a ajunge la scopul pe care ni l-am propus, ne vom folosi de relaţiile stabilite de acum la punctele 1 şi 2 ale articolului de faţă. Vom considera ca semnal de comandă la intrarea verigii funcţia $Z(s)$, iar ca acţiune de perturbaţie exterioară cuplul static constant la arborele motorului. Deci vom avea :

$$F(s) = \frac{M_s}{s}. \tag{40}$$

Presupunem că ne este cunoscută expresia lui $Z(s)$ din ecuaţia (32).

In ecuaţiile (2) şi (3) în loc de U_{intr} (s), trebuie să considerăm pe $Z(s)$. Ecuaţia (11), în noile condiţii, trebuie scrisă :

$$e_g(s) = \frac{K_u Z(s) + T_e e_{g\cdot o}}{1 + s T_e}. \tag{41}$$

Ecuaţiile (12) pînă la (16) inclusiv nu suferă nici o modificare. Ecuaţia (17), în sistemul de comandă prin regulator, devine :

$$n_{gol}(s) = \frac{e_g(s)}{C_e} = \frac{K_u K_v Z(s) + T_e n_{gol\cdot o}}{1 + s T_e}. \tag{42}$$

In relaţia de mai sus, s-a notat :

$$K_v = C_e^{-1}.$$

Ecuaţia (21), trebuie notată :

$$\frac{K_u K_v Z(s) + T_e n_{gol\cdot o}}{1 + s T_e} - n(s) = T_m [s n(s) - n_{in}] + \\ + R_t K_v K_m \frac{M_s}{s} \tag{43}$$

unde :

$$K_m = C_m^{-1}.$$

Ajungem la rezultatul :

$$n(s) = \\ = \frac{K_u K_v Z(s) + T_e n_{gol\cdot o} + T_m n_{in}(1 + s T_e) - R_t K_t K_m \frac{M_s}{s}(1 + s T_e)}{(1 + s T_e)(1 + s T_m)} \tag{44}$$

Aceasta este expresia ecuaţiei (34) în cazul elementului de execuţie generator-motor. Se vede că pentru cazul studiat de noi, avem următoarele expresii pentru polinoamele ecuaţiei (34) :

$$D(s) = (1 + s T_e)(1 + s T_m) \tag{45}$$

$$M(s) = - R_t K_v K_m (1 + s T_e) \tag{46}$$

$$L(s) = K_u K_v \tag{47}$$

$$- M_{in}(s) = T_e n_{gol\cdot o} + T_m n_{in}(1 + s T_e) \tag{48}$$

$$V(s) = \frac{M(s)}{D(s)} = - \frac{R_t K_v K_m}{1 + s T_m}. \tag{49}$$

Deci pentru sistemul închis, în locul ecuaţiei de forma generală (37), avem expresia procesului tranzitoriu sub forma cea mai generală :

$$n(s) = \frac{K_u K_v N(s)}{N(s) K_u K_v + B(s)(1 + T_e s)(1 + T_m s)} G(s) - \\ - \frac{R_t K_v K_m B(s)(1 + s T_e)}{N(s) K_u K_v + B(s)(1 + s T_e)(1 + s T_m)} M(s) + \\ + \frac{B(s)[T_e n_{gol\cdot o} + T_m n_{in}(1 + s T_e)] - N_{in}(s)}{N(s) K_v K_u + B(s)(1 + s T_e)(1 + s T_m)}. \tag{50}$$

In ecuaţia de mai sus, $N(s)$, $B(s)$ depind de funcţia de transfer a regulatorului şi N_{in} de condiţiile sale iniţiale.

5. *Un exemplu de calcul.* Presupunem că regulatorul are funcţia de transfer :

$$\Phi = \frac{K_r}{1 + s T_r}. \tag{51}$$

O asemenea funcţie de transfer se poate considera pentru o maşină amplificatoare cu autoexcitaţie (regulex) la care K_r şi T_r sînt valorile obţinute după ce s-a calculat funcţia de transfer a regulatorului închis prin reacţia pozitivă de tensiune.

In condiţii iniţiale diferite de zero ecuaţia regulatorului se scrie, ţinînd seama de relaţiile de formă generală (2) şi (32) sub forma :

$$(1 + s T_r) Z(s) = K_r E(s) - T_r z_0 \tag{52}$$

unde :

$$z_0 = [z(t)]_{t=0}.$$

Conform notaţiilor din relaţia (32) rezultă :

$$B(s) = 1 + s T_r \quad N(s) = K_r \quad - N_{in}(s) = T_r z_0. \tag{53}$$

Presupunem că viteza motorului este măsurată de un tahogenerator cu funcţia de transfer

$$K_d = \frac{U_d}{n} \tag{54}$$

unde U_d este tensiunea tahogeneratorului care este adusă prin reacţie negativă la intrarea sistemului.

Schema electrică principială se prezintă în fig. 3.

Pentru exemplul considerat, procesul tranzitoriu sub forma sa generală se obţine înlocuind

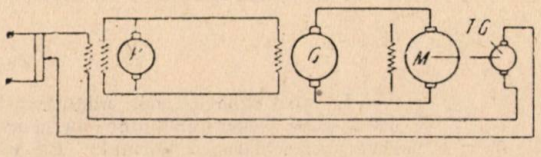


Fig. 3

mărimile exprimate prin relaţiile (53) în ecuaţia stabilită de noi (50). In acelaşi timp trebuie să

se ţină seama de intervenţia tahogeneratorului care modifică ecuaţia (33) în următoarea :

$$E(s) = G(s) - K_d\ X(s). \qquad (55)$$

In locul ecuaţiei (37) se va obţine :

$$X(s) = \frac{KW(s)}{1+K_dKW(s)} G(s) + \frac{V(s)}{1+K_dKW(s)} F(s) + \frac{V_{in}(s)}{1+K_dKW(s)}. \qquad (56)$$

Procesul tranzitoriu se va exprima prin ecuaţia :

$$n(s) = \frac{K_1G(s) - R_tK_vK_m(1+sT_r)(1+sT_e)M_s(s)}{K_2+(1+sT_r)(1+sT_e)(1+sT_m)} + \frac{(1+sT_r)[T_en_{gol\cdot o}+T_mn_{in}(1+sT_e)]+T_rz_o}{K_2+(1+sT_r)(1+sT_e)(1+sT_m)} \qquad (57)$$

unde :

$$K_1 = K_u\,K_v\,K_r \text{ iar } K_2 = K_u\,K_v\,K_r\,K_d.$$

Să presupunem acum că la $t = 0$, se dă semnalul de comandă $G(s) = \frac{U_1}{s}$, $M(s)$ fiind zero, condiţiile iniţiale fiind de asemenea zero.

După un timp τ, suficient de mare, viteza $n(s)$ va fi staţionară şi foarte aproape de valoarea calculată din ecuaţia (57) :

$$N_0 = \lim_{t=\infty}[n(t)] = \lim_{s=0}[s\,n(s)] = \frac{K_1\,U_1}{1+K_2}. \qquad (58)$$

La timpul $t = \tau$, intervine cuplul static sub formă de funcţie în treaptă. In acest caz avem :

$$M_s(s) = \frac{M_s}{s}\varepsilon^{-\tau s}. \qquad (59)$$

Condiţiile iniţiale pot fi considerate şi acum ca fiind zero, deci termenul al doilea din partea dreaptă a ecuaţiei (57) este zero, iar expresia vitezei este :

$$n(s) = \frac{K_1\frac{U_1}{s} - R_t\,K_v K_m\,(1+sT_r)(1+sT_e)\frac{M_s}{s}\varepsilon^{-\tau s}}{K_2+(1+sT_r)(1+sT_e)(1+sT_m)}. \qquad (60)$$

Găsirea funcţiei originale $n(t)$ se poate face cel mai uşor prin metoda frecvenţelor [5].

Aplicarea acestei metode depăşeşte cadrul articolului de faţă.

Valoarea finală a vitezei va fi :

$$N = \lim_{S\to 0}[s\,n(s)] = \frac{K_1\,U_1 - R_t\,K_v\,K_m\,M_s}{1+K_2} = N_0 - \frac{\Delta n_s}{1+K_2}. \qquad (61)$$

Acest rezultat era de aşteptat. Exemplul tratat ilustrează utilitatea stabilirii funcţiilor de transfer generalizate pentru veriga generator-motor.

Bibliografie:

[1] *Morozov D.P.*: Teoria acţionării şi automatizării laminoarelor reversibile, 1948, Maşghiz, Moscova.

[2] *Morozov D. P.*: Principiile de bază ale dispozitivelor de acţionare electrică, 1952, Ed. Tehnică, Bucureşti.

[3] *Cilikin M.G.*: Curs general de acţionare electrică, 1953, Ed. Energetică, Buc.

[4] *Solodovnikov V. V.*: Bazele teoriei generale a reglajului automat (sub redacţie), 1954, Metalurgisdat, Moscova.

[5] *Solodovnikov V. V.* şi alţii : Metoda frecvenţelor pentru construcţia proceselor tranzitorii, 1955, Gostehteorizdat, Moscova.

★

ГЕНЕРАТОР-ДВИГАТЕЛЬ КАК ЭЛЕМЕНТ ИСПОЛНЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПРИВОДА

Резюме

Излагается в новом виде самое общее математическое выражение переходного процесса группа [генератора-двигателя, выражение предлагаемое раньше автором. Показывается, что полученные общие формулы можно применять в самых общих случаях, во всех автоматических системах, имеющих в качестве элемента исполнения группа генератор-двигатель. В заключении дается пример расчёта.

★

DER GENERATOR-MOTOR ALS AUSFÜHRUNGSGLIED BEI AUTOMATISCHEM ANTRIEB

Zusammenfassung

Es wird zunächst der allgemeinste mathematische Ausdruck für den transitorischen Prozess eines Generator-Motors in neuer Form dargestellt, gegenüber der vom Verfasser vorher vorgeschlagenen Formel. Es wird sodann gezeigt dass diese allgemeinen Formeln in den allgemeinsten Fällen und bei ebem automatisierten System Verwendung finden können, dessen Ausführungsglied ein Generator-Motor ist. Es wird zum Schluss ein Rechenbeispiel vorgezeigt.

Stabilirea caracteristicilor magneţilor permanenţi

Ing. V. HORTOPAN

621.318.2.012

Se prezintă sub forma unui studiu mărimile care definesc calitatea magneţilor permanenţi. De asemenea se indică valori pentru factorii de calitate ai aliajelor magnetice cunoscute astăzi.

Magneţii permanenţi sînt folosiţi în construcţia următoarelor aparate şi maşini :

— aparatele de măsură magneto-electrice (cu magnet permanent şi bobină mobilă) ;
— contoare electrice ;
— difuzoare ;
— receptori telefonici ;
— aparate de înregistrare şi reproducere a sunetului ;
— maşini electrice mici ;
— relee polarizate ;
— oscilografe ;
— aparate pentru măsurarea izolaţiei (inductori) ;
— echipament electric auto (magnetouri) etc.

In ţara noastră s-au realizat magneţi permanenţi încă de mai mulţi ani.

Pentru efectuarea măsurătorilor asupra magneţilor permanenţi este necesară cunoaşterea noţiunilor teoretice de bază privind caracteristicile magneţilor folosiţi în construcţia de aparate şi maşini electrice.

1. Caracteristicile materialelor feromagnetice

Fierul, nichelul, cobaltul şi aliajele lor formează categoria corpurilor feromagnetice pentru care relaţia între B — *inducţia magnetică* — şi H — *cîmpul magnetic* — nu este liniară.

In mod experimental se ridică valorile lui B pentru o serie de valori crescătoare şi descrescătoare pozitive şi negative ale lui H, obţinîndu-se o curbă închisă denumită ciclu histerezis.

Dependenţa între B şi H este dată de μ *permeabilitatea magnetică*, care este influenţată de compoziţia chimică, tratamentul termic, precum şi de magnetizarea anterioară a materialului încercat.

Prezentarea într-o primă formă a curbei histerezis este, prin urmare, $B = f(H)$.

A doua formă sub care se poate reprezenta curba histerezis este $J = f(H)$ în care s-a notat cu J mărimea magnetică denumită *intensitate de magnetizare* şi definită prin :

$$J = \frac{B - B_0}{4\pi} = \frac{B - \mu_0 H}{4\pi}. \qquad (1)$$

In această relaţie B este inducţia magnetică produsă în materialul magnetic sub influenţa unui cîmp magnetic H, B_0 este inducţia magnetică produsă de acelaşi cîmp în vid, iar μ_0 este permeabilitatea magnetică a vidului. Relaţia (1) este scrisă sub forma neraţionalizată, ca de altfel toate formulele electromagnetice din lucrarea de faţă.

Intensitatea de magnetizare, care exprimă gradul de magnetizare al materiei, se mai poate defini ca fiind limita raportului între momentul magnetic al unui corp magnetic şi elementul său de volum, cînd acesta tinde către zero.

Momentul magnetic este mărimea caracteristică magnetului şi se poate calcula pe bazele actualei teorii a magnetismului. Natura fizică a magnetismului este explicată prin existenţa sarcinilor elementare electrice în mişcare, care sînt echivalente curenţilor electrici. Dacă orientările acestor curenţi elementari sînt dezordonate, nu se produc efecte magnetice din punct de vedere macroscopic. Sub acţiunea unui cîmp exterior, aceste mişcări se coordonează şi se produc efecte magnetice, care se suprapun celor datorite cîmpului excitant [5,6].

In exprimarea macroscopică a fenomenului [15], se consideră o spiră de secţiune $s = a.b$, parcursă de curentul I, care se roteşte în jurul unui ax de simetrie perpendicular pe cîmpul exterior H.

Momentul magnetic este definit prin relaţia :

$$M_m = \frac{M}{H} = \frac{F \cdot b}{H} = \frac{\mu_0 H I \ ab}{H} = \mu_0 I s \qquad (2)$$

în care M este momentul mecanic dat de forţele F.

Momentul magnetic este o mărime vectorială, a cărei direcţie este perpendiculară pe suprafaţa spirei, iar sensul este dat de regula burghiului.

In cazul particular al unui solenoid de lungime l şi secţiune mică s, momentul magnetic al acestei bobine este produsul între momentul magnetic exprimat prin relaţia (2) şi numărul de spire w :

$$M_m = (\mu I s)\, w = \frac{\varphi l}{4\pi} \qquad (3)$$

în care $\varphi = \frac{4\pi w I}{l} \mu_0 s$ este fluxul propriu al solenoidului.

Din cauza analogiei între proprietăţile solenoidului şi barei magnetice constatate

experimental şi explicate prin natura magnetismului, relaţia (3) exprimă momentul magnetic al barei, φ fiind în acest caz fluxul propriu al magnetului, iar l lungimea lui.

Momentul magnetic M_m poate fi scris în funcţie de notaţiile folosite în relaţia (1):

$$M_m = \frac{\varphi l}{4\pi} = \frac{(B - B_0)s \cdot l}{4\pi}$$

în care fluxul propriu $\varphi = Bs — B_0 s$.

Intensitatea de magnetizare rezultă:

$$J = \frac{M_m}{V} = \frac{\frac{(B-B_0)sl}{4\pi}}{sl} = \frac{B - B_0}{4\pi} = \frac{B - \mu_0 H}{4\pi}$$

relaţie identică cu relaţia (1) şi în care $V = s.l$ este volumul barei.

In literatura de specialitate [1,2,3,4], relaţia (1) se întîlneşte scrisă direct în sistemul C.G.S.em sub următoarea formă:

$$4\pi J = B — H \qquad (4)$$

în care B este exprimat în gauss, H în oersted, iar μ_0 este egal cu 1. Curba histerezis este reprezentată prin $4\pi J = f(H)$, care se deduce grafic prin scăderea sau adunarea lui H la ordonată conform relaţiei (4).

Trebuie menţionat că B, H, J, care sînt mărimi vectoriale pot avea direcţii diferite în interiorul unui cristal de material feromagnetic.

Epruvetele utilizate în măsurători sînt însă policristaline şi în acest caz B, H, J se consideră în aceeaşi direcţie, relaţiile (1) şi (4) reprezentînd sume algebrice [1,3].

In ultimii ani, [5,6,7,8] din motive de ordin fizic, s-a hotărît definirea intensităţii de magnetizare prin următoarea mărime:

$$J' = \frac{\frac{B}{\mu_0} - H}{4\pi}. \qquad (5)$$

Se observă din relaţiile (1), (4) şi (5):

a) $J = \mu_0 J'$.

b) Relaţia (5) scrisă în sistem C.G.S. e.m. devine relaţia (4).

Prin urmare reprezentările grafice sau tabelele care se vor indica bazîndu-se pe sistemul C.G.S. e.m vor rămîne valabile pentru ambele valori ale intensităţii de magnetizare.

2. Mărimi care definesc magneţii permanenţi

Magnţii permanenţi posedă, chiar în absenţa unui cîmp magnetic de excitaţie, proprietăţi magnetice analoge cu cele ale unui electromagnet.

Domeniul de lucru al electromagnetului este cadranul I (respectiv III) al ciclului histerezis în care B şi H sînt de acelaşi semn, pe cînd domeniul de lucru al magnetului permanent este cadranul II (respectiv IV) în care B şi H sînt de semne contrarii.

Porţiunea din ciclul histerezis aflat în cadranul *II* se numeşte *curba de demagnetizare.*

2.1. **Magnetism remanent real.** Intretăierea curbelor $B = f(H)$ şi $4\pi J = f(H)$ —o variantă la altă scară a curbei $J = f(H)$ — cu

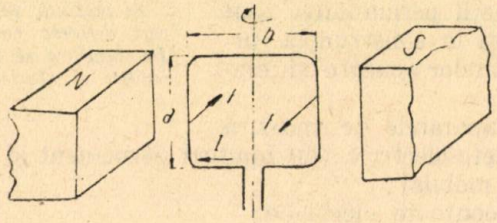


Fig. 1. Spiră parcursă de curent sub acţiunea unui cîmp magnetic.

ordonata $H = 0$ se face pentru aceeaşi valoare a inducţiei magnetice B. Această mărime, măsurată pe axa ordonatelor, se notează cu B_r (fig. 2) şi se numeşte *magnetism remanent real.*

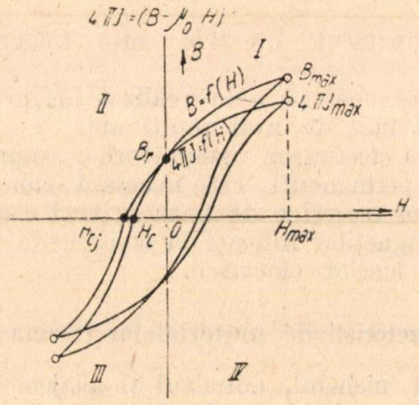


Fig. 2. Ciclul histerezis al unui material magnetic:
a) $B = f(H)$
b) $4\pi J = f(H)$.

2.2. **Forţa coercitivă.** Intretăierea curbei $B = f(H)$ cu abscisa $B = 0$ se notează cu H_c (fig. 2) şi se numeşte *forţă coercitivă.* In tehnica măsurătorilor interesează şi valoarea forţei coercitive H_{cJ}, pentru care se anulează intensitatea de magnetizare J (fig. 2).

2.3. **Magnetism remanent aparent.** Magnetizarea unui magnet permanent se face sub acţiunea t.m.m. produsă de o bobină înfăşurată pe o porţiune a circuitului magnetic închis, din care face parte magnetul.

Prin creşterea curentului în bobină se poate ajunge la o inducţie mare (B_{max} din fig. 2). Intreruperea curentului de magnetizare, face ca punctul de funcţionare să parcurgă curba între B_{max} şi B_r.

B_r reprezintă starea magnetică a magnetului aflat în circuit magnetic închis. Prin trecerea unui curent de sens contrar prin bobină, se obţine un cîmp demagnetizant, care provoacă

parcurgerea curbei de demagnetizare din cadranul II (fig. 1) de la B_r la H_c.

Un efect demagnetizant analog îl produce și introducerea unui întrefier în circuitul închis al magnetului permanent, ca de exemplu înlăturarea bucății de fier moale dintre capetele magnetului din fig. 3. In acest caz punctul de funcționare al magnetului se mută din B_r ceva mai jos pe curba de demagnetizare în punctul A (fig. 4). Inducția magnetică corespunzătoare punctului A se numește *magnetism remanent aparent.*

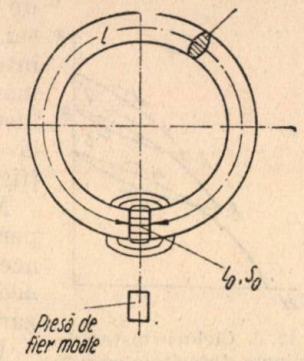


Fig. 3. Magnet circular.

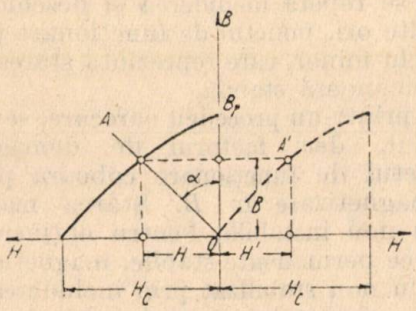


Fig. 4. Explicarea curbei de funcționare (de demagnetizare) a unui magnet permanent prin analogie cu curba de funcționare (de magnetizare) a unui electromagnet.

2.4. **Factor demagnetizant.** Calculul pentru determinarea poziției punctului A, în funcție de dimensiunile și materialul magnetului permanent se poate reduce la calculul unui electromagnet, dacă se fac următoarele presupuneri:

— Se închipuie două bobine identice înfășurate pe magnetul din fig. 3, parcurse de curenți egali dar de sens contrar.

Starea reală magnetică a magnetului nu se schimbă, deoarece efectele celor două f.m.m. ale bobinelor se compensează.

Putem însă să ne închipuim că f.m.m. a fiecărei bobine este în mod particular $F = H_c.l$, în care H_c este forța coercitivă a magnetului și l lungimea lui. Prin urmare f.m.m. a unei bobine anulează f.m.m. proprie a magnetului și-l transformă într-o bucată de fier moale, iar f.m.m. a celeilalte bobine îl magnetizează după o curbă, care rezultă din translația curbei de demagnetizare în cadranul I (fig. 4).

Punctul de funcționare al materialului fără remanență, supus la acțiunea unei f.m.m. $F = H_c \cdot l$ este A' (fig. 4).

Scriind legea cîmpului magnetic de-a lungul liniei mediane, se obține:

$$H_c \cdot l = H' \cdot l + H_0 \cdot l_0 \qquad (6)$$

în care:

H' este cîmpul din interiorul materialului magnetic;
H_0 — cîmpul din întrefier;
l_0 — lungimea întrefierului.

Dar valoarea cîmpului magnetic în aer este:

$$H_0 = \frac{B_0}{\mu_0} = \frac{\frac{B \cdot s \cdot \sigma}{s_0}}{\mu_0} \qquad (7)$$

în care:

s este secțiunea magnetului;
s_0 — secțiunea întrefierului;
B — inducția în magnet;
B_0 — inducția în întrefier;
$\sigma = \frac{B_0 s_0}{Bs}$ — un coeficient care indică că există disper siune.

Astfel $\sigma = 0{,}8$ pentru un sistem magnetic bine închis (de exemplu cu poli interiori) și $\sigma = 0{,}5..0{,}2$ în general.

Prin urmare:

$$H' = H_c - \frac{s \cdot l_0 \cdot \sigma \cdot B}{s_0 \, l \cdot \mu_0}$$

sau

$$H' = H_c - N \cdot B$$

în care:

$$N = \frac{s \cdot l_0 \cdot \sigma}{\mu_0 \, s_0 l} \qquad (8)$$

și este numit *factor demagnetizant.*

Revenind la situația reală, adică la curba de demagnetizare a magnetului permanent se observă că punctul de funcționare A (fig. 4) este caracterizat printr-un magnetism remanent aparent B și printr-un cîmp magnetic negativ (demagnetizant) de valoarea:

$$H = -N \, B. \qquad (9)$$

Acest fenomen mai poartă numele de efectul demagnetizant al capetelor magnetului. El se datorește faptului că f.m.m. proprie $F = H_c \cdot l_0$ trebuie să acopere în cazul circuitului magnetic deschis atît căderea de tensiune magnetică $H' \cdot l$ din magnet, cît și căderea de tensiune $H_0 \cdot l_0$ din întrefier.

Relația (9) se mai obține și printr-un raționament mai simplu, dar mai puțin edificator.

Magnetul permanent este presupus în situația magnetică finală caracterizată prin poziția punctului A pe curba de demagnetizare (fig. 4).

Scriind legea cîmpului magnetic de-a lungul liniei mediane, se obține:

$$H \cdot l + H_0 l_0 = 0$$

deoarece asupra magnetului nu se exercită nici o forță magnetomotoare exterioară.

Prin urmare ținînd seama de relațiile (7) și (8) se obține :

$$H = -NB$$

relație identică cu relația (9).

Determinarea poziției punctului A pe curba de demagnetizare se face în mod grafic (fig. 4) după cum urmează :

Se duce din punctul O o dreaptă care să facă cu ordonata un unghi α determinat de :

$$N = tg\alpha. \qquad (10)$$

Intersecția acestei drepte cu curba de demagnetizare determină punctul A.

Observație. In cazul acestui calcul grafic trebuie avute în vedere scările alese pentru B și H.

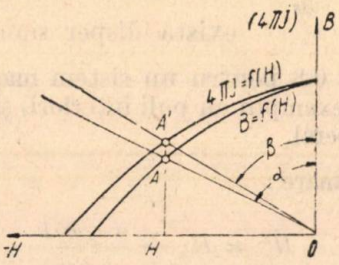


Fig. 5. Reprezentarea grafică a factorului demagnetizant $N = tg\alpha$ sau $N' = 4\pi tg\beta$.

In literatura tehnică se definește un factor demagnetizant N' pentru curba $(4\pi J) = f(H)$ (fig. 5).

Punctul de funcționare A' de pe curba $4\pi J = f(H)$ are aceeași abscisă ca punctul A, deoarece corespunde aceluiași efect de demagnetizare figurat prin cîmpul H.

Factorul demagnetizant N' se exprimă prin analogie cu N astfel :

$$H = -N'J. \qquad (11)$$

Ținînd seama de relația (11) și de fig. 5, rezultă :

$$N' = 4\pi tg\beta. \qquad (12)$$

Cunoscînd valoarea lui N se determină grafic punctele A, A', tg β și deci N'. De asemenea prin calcul analitic se obține relația pentru N' :

$$N' = 4\pi \frac{s\,l_0\,\sigma}{(s_0 l + s l_0 \sigma)\mu_0}. \qquad (13)$$

In general, pentru lungimi mici de întrefier, se poate admite :

$$N \approx \frac{N'}{4\pi} \qquad (14)$$

deoarece $\alpha \approx \beta$.

Observație. Toate calculele numerice pentru dimensionarea sau verificarea magneților se fac în sistemul C.G.S.e.m. Diagramele de exemplu $4\pi J = f(H)$ și tabelele de date în literatura de specialitate utilizează acest sistem.

Dacă magnetul format printr-o primă magnetizare este introdus din nou într-un circuit magnetic închis (deci se micșorează factorul de demagnetizare N) punctul de funcționare nu se întoarce pe curba de demagnetizare deoarece ciclul histerezis este ireversibil, ci pe o curbă $A—b—a$ (fig. 6).

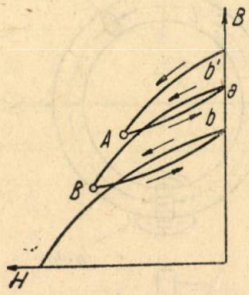


Fig. 6. Cicluri histerezis minore datorite cîmpurilor remagnetizante, care acționează asupra unui magnet permanent.

Magnetul nu este încă permanent deoarece în aceleași condiții nu capătă aceeași stare de magnetizare.

Prin deschiderea circuitului magnetic, punctul de funcționare parcurge curba $a—b'—A$, formînd un ciclu minor (fig. 6).

Dacă se repetă închiderea și deschiderea de mai multe ori, punctul de funcționare parcurge acest ciclu minor, care reprezintă starea magnetică permanentă stabilă.

Dacă printr-un procedeu oarecare, se mărește întrefierul, deci factorul de demagnetizare N, punctul de funcționare coboară pe curba de demagnetizare în B. Starea magnetului este din nou instabilă. Pentru obținerea stării magnetice permanente stabile, magnetul trebuie să fie din nou stabilizat prin închiderea și deschiderea circuitului, punctul de funcționare parcurgînd un nou ciclu minor.

In general, aceste cicluri minore sînt foarte înguste și pot fi înlocuite prin linii drepte.

Dacă magnetul adus în stare magnetică permanent stabilă este montat în aparatul în care va funcționa, iar circuitul magnetic astfel format are un factor de demagnetizare

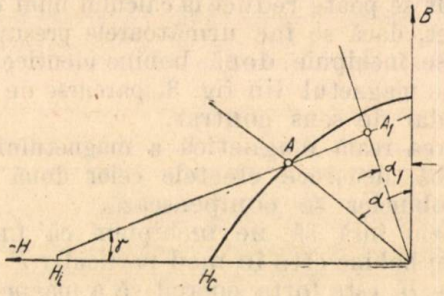


Fig. 7. Reprezentarea grafică a permeabilității reversibile $\mu_R = tg\gamma$.

$N_1 = tg\alpha_1$, atunci punctul de funcționare devine A_1 (fig. 7).

Se definesc două mărimi caracteristice stării permanent stabile.

a) Permeabilitatea reversibilă $\mu_R = tg\gamma$, în care γ este format din întretăierea dreptei AA_1 cu abscisa (fig. 7).

b) Cîmpul magnetic imprimat H_i situat la întretăierea dreptei AA_1 cu abscisa.

2.5. **Factor de calitate.** Pentru a compara două materiale magnetice s-au luat în considerare atît forța coercitivă H_c cît și magnetismul remanent real B_r, deoarece există posibilitatea de a le măsura.

Dacă doi magneți au curbe de demagnetizare diferite și același H_c, magnetul cu B_r mai mare, are magnetismul remanent aparent mai mare (fig. 8). Dacă doi magneți au curbe de demagnetizare diferite și același B_r, magnetul cu H_c mai mare, are magnetism remanent aparent mai mare (fig. 9).

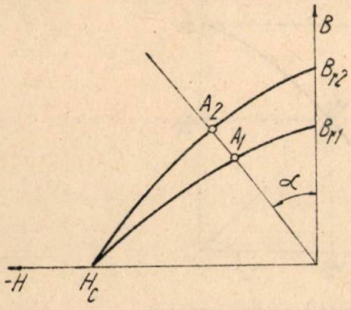


Fig. 8. Curbele de demagnetizare a doi magneți cu același H_c.

Dacă doi magneți au curbe de demagnetizare diferite și valorile B_r și H_c diferite se pot deosebi două cazuri:

a) Punctul de funcționare are coeficientul de demagnetizare N mic; magnetul cu B_r mai mare are magnetism remanent aparent mai mare (fig. 10).

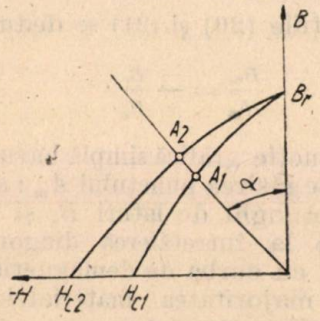


Fig. 9. Curbele de demagnetizare a doi magneți cu același B_r.

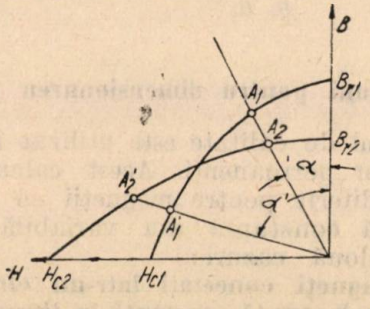


Fig. 10. Curbele de demagnetizare a doi magneți cu H_c și B_r diferiți.

b) Punctul de funcționare are coeficientul de demagnetizare N mare; magnetul cu H_c mai mare, are magnetism remanent mai mare (fig. 10).

Dacă doi magneți au același B_r și același H_c este mai bun magnetul cu curba *2* (fig. 11). Caracterizarea calității magnetice nu se poate deci face în toate cazurile prin H_c și B_r. S-a constatat [*9*] că factorul de calitate al magnetului este dat de energia magnetică maximă pe care magnetul este capabil să o cedeze mediului înconjurător.

Expresia energiei magnetice pe unitatea de volum este:

$$W_m = \frac{BH}{8\pi}. \qquad (15)$$

Factorul de calitate este indicat, de obicei, în sistemul C.G.S. e.m. de valoarea:

$$k = \frac{(BH)_{max}}{8\pi} \ [\text{erg/cm}^3] \qquad (16)$$

care reprezintă energia magnetică maximă.

In tabelele din literatura de specialitate se utilizează, în general, expresia $(BH)_{max}$ drept factor de calitate.

Determinarea factorului $(BH)_{max}$ se poate face dacă se cunoaște curba de demagnetizare [3], [1], [10], [4].

In mod experimental se trasează curba de magnetizare și ciclul histerezis pentru diverse materiale.

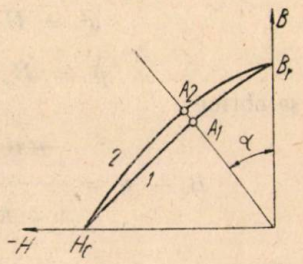


Fig. 11. Curbele de demagnetizare a doi magneți cu același H_c și același B_r.

S-a observat că forma curbei de magnetizare (exceptînd porțiunea de lîngă origină) permite scrierea următoarei relații pentru permeabilitatea magnetică într-un punct al curbei:

$$\mu = K \ (B_s - B) \qquad (17)$$

în care:

K este o constantă;
B_s — inducția magnetică de saturație;
B — inducția magnetică a unui punct oarecare.

Prin urmare din fig. 12

$$\frac{B}{H'} = \mu = K \ (B_s - B)$$

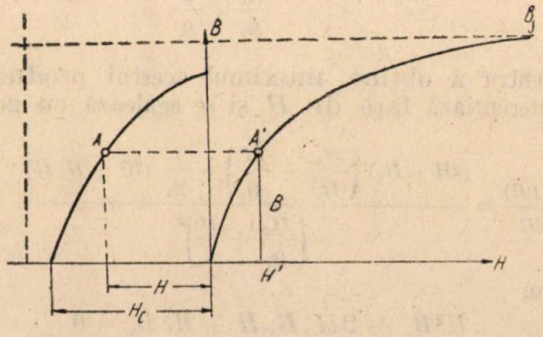


Fig. 12. Prezentarea curbei de demagnetizare sub forma unei hiperbole echilatere de asimptote: $H = -\frac{H_c B_s}{B_r}$ și $B = B_s$.

sau

$$B = \frac{K B_s H'}{1 + KH'}.$$

Curba de demagnetizare poate fi considerată de o alură analogă curbei de magnetizare, dar deplasată cu H_c spre stînga:

$$B = \frac{KB_s(H + H_c)}{1 + K(H + H_c)} \qquad (18)$$

în care H are bineînțeles valori negative (fig. 12).

Această curbă este o hiperbolă echilateră cu asimptotele definite de dreptele:

$$H = -\frac{H_c B_s}{B_r} \text{ și } B = B_s.$$

Intr-adevăr scriind ecuația curbei din relația (18), față de asimptote, prin următoarea schimbare de variabile:

$$x = H + \frac{H_c B_s}{B_r}$$

$$y = B_s - B$$

se obține:

$$B_s - y = \frac{KB_s\left(x - \frac{H_c B_s}{B_r} + H_c\right)}{1 + K\left(x - \frac{H_c B_s}{B_r} + H_c\right)}$$

sau

$$xy = \frac{B_s}{K}.$$

Pentru $H = 0$ și $B = B_r$, din formula (18) se obține:

$$B_r = \frac{KB_s \cdot H_c}{1 + KH_c}. \qquad (18')$$

Din relațiile (18) și (18') se obține prin eliminarea lui K:

$$B = \frac{H + H_c}{\frac{H_c}{B_r} + \frac{H}{B_s}}. \qquad (19)$$

Produsul $(B\ H)$ are valoarea:

$$B\,H = \frac{H^2 + H \cdot H_c}{\frac{H_c}{B_r} + \frac{H}{B_s}}.$$

Pentru a obține maximul acestui produs se diferențiază față de H și se egalează cu zero:

$$\frac{d(BH)}{dH} = \frac{(2H + H_c)\left(\frac{H_c}{B_r} + \frac{H}{B_s}\right) - \frac{1}{B_s}(H^2 + H_c H)}{\left(\frac{H_c}{B_r} + \frac{H}{B_s}\right)^2} = 0$$

sau

$$H^2 B_r + 2H_c B_s H + H_c^2 B_s = 0$$

cu rădăcina

$$H_m = \frac{H_c B_s}{B_r}\left(\sqrt{1 - \frac{B_r}{B_s}} - 1\right). \qquad (20)$$

Inlocuind valoarea lui H_m din relația (20) în relația (19) se obține:

$$B_m = -B_s\left(\sqrt{1 - \frac{B_r}{B_s}} - 1\right) \qquad (21)$$

în care B_m și H_m sînt coordonatele punctului de funcționare A_m al magnetului astfel că energia

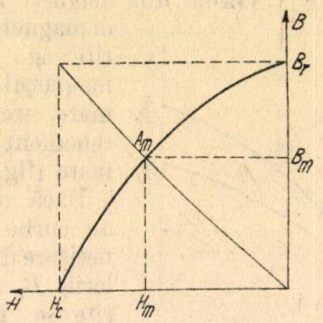


Fig. 13. Construcția grafică pentru obținerea punctului optim de funcționare al magnetului $[B_m\ H_m = (BH_{max})]$.

magnetică cedată mediului să fie maximă (fig. 13).

Din relațiile (20) și (21) se deduce raportul:

$$\frac{B_m}{H_m} = -\frac{B_r}{H_c}. \qquad (22)$$

O construcție grafică simplă bazată pe relația (22) permite găsirea punctului A_m: se construiește un dreptunghi de laturi B_r și H_c. Punctul A_m se află la întretăierea diagonalei acestui dreptunghi cu curba de demagnetizare.

Pentru majoritatea materialelor magnetice există relația numerică:

$$\frac{(B\,H)_{max}}{B_r\ H_c} = 0{,}4—0{,}42.$$

3. Noțiuni pentru dimensionarea magneților

Factorul de calitate este utilizat în calculul magneților permanenți. Acest calcul se face în mod diferit pentru magneții cu reluctanța exterioară constantă sau variabilă. Se pot deosebi două cazuri:

3.1. Magneți conectați într-un circuit magnetic cu reluctanță constantă în timpul funcționării. Din categoria acestor magneți fac parte cei utilizați în fabricația difuzoarelor etc.

Pentru calculul unui magnet circular se consideră fig. 3. Din relațiile (8) și (9) păstrînd aceleași notații și făcînd abstracție de semnul lui H, se deduce valoarea raportului între coordonatele unui punct oarecare pe curba de magnetizare:

$$\frac{B}{H} = \frac{l}{N} = \frac{\mu_0 s_0 l}{s l_0 \sigma}. \qquad (23)$$

Dimensiunile magnetului sînt: s dedus din relația (7) și l dedus din relația (23) și (24):

$$s = \frac{B_0 s_0}{B \sigma} \tag{24}$$

$$l = \frac{l_0 B_0}{\mu_0 H}. \tag{25}$$

Dacă magnetul funcționează în punctul optim A_m de coordonate B_m H_m pentru care produsul $B_m H_m = (BH)_{max}$ ținînd seama de relația (22) dimensiunile lui devin:

$$s = \frac{s_0 B_0}{\sigma} \sqrt{\frac{H_c}{B_r (BH)_{max}}} \; ^{*)} \tag{26}$$

$$l = \frac{l_0 B_0}{\mu_0} \sqrt{\frac{B_r}{H_c (BH)_{max}}}. \tag{27}$$

In cazul circuitelor magnetice complexe (fig. 14) formate din diverse materiale feromagnetice și întrefier, dimensiunile se deduc cu ajutorul legii cîmpului magnetic scrisă pentru circuitul respectiv.

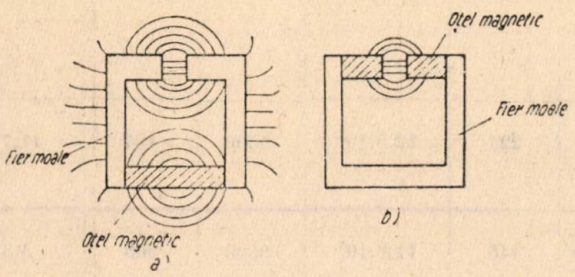


Fig. 14. Diverse construcții de magneți.

In exemplul amintit s-a presupus că fluxul de dispersie iese prin capetele magnetului. In realitate se pot forma fluxuri de dispersie și prin alte puncte ale suprafeței exterioare a magnetului. In acest caz B și H nu sînt constanți în lungul magnetului și calculul se complică.

Din aceste motive se preferă utilizarea magneților scurți cu întrefier mic, pentru că se poate face aproximația ca B și H să fie considerați uniformi în magnet și tot fluxul de dispersiune să iasă prin capetele lui (fig. 14, *b*). Din aceleași motive oțelul magnetic trebuie să fie așezat în apropierea întrefierului pentru micșorarea dispersiunii (fig. 14 *a* și *b*).

3.2. **Magneții conectați într-un circuit magnetic cu reluctanță variabilă în timpul funcționării.** Din această categorie fac parte magneții utilizați pentru atracție, generatori sau motoare mici, magnetouri etc.

In acest caz, magneții se stabilizează înainte de utilizare (după curba de funcționare AA_1 din fig. 7).

Calculul dimensiunilor magnetului se face tot pe baza maximului de energie. Această energie este reprezentată prin produsul $\frac{(B_1 H_1)_{max}}{8\pi}$ în care H_1 și B_1 sînt coordonatele punctului A_1 (fig. 7).

Este posibil ca B_1 și H_1 să fie exprimate în funcție de coordonatele B și H ale punctului A și de $\mu_R = \mathrm{tg}\gamma$ (fig. 7), dar atît calculul analitic necesar cît și rezolvările grafice [3] utilizate, depășesc caracterul lucrării de față.

4. **Materialele feromagnetice utilizate la fabricarea magneților permanenți** [2], [3], [11], [12], [13], [14].

Magneții permanenți sînt folosiți, în general, pentru producerea unei mișcări. Din această cauză în circuitul lor magnetic se găsește întotdeauna un întrefier, chiar în realizările tehnice unde magnetul este utilizat pentru a provoca dispariția întrefierului (de exemplu: magneți utilizați în relee, mașini de ridicat etc.). Prin urmare interesează numai cîmpurile din exteriorul magnetului și energia magnetică dezvoltată în exterior adică în întrefier, ceea ce a condus la caracterizarea magnetului prin factorul de calitate $(BH)_{max}$.

Produsul $(BH)_{max}$ este cu atît mai mare cu cît B_r și H_c sînt mai mari. Toată străduința a fost depusă în decursul anilor pentru a mări forța coercitivă și magnetismul remanent real.

Din punct de vedere istoric s-a încercat întîi mărirea forței coercitive, dar procesele tehnologice utilizate au dus la micșorarea magnetismului remanent real, prin urmare factorul de calitate nu a fost mărit.

In ultimul timp s-a încercat să se acționeze împotriva micșorării lui B_r. S-a obținut de exemplu, pentru aliajul Pt—Co (77% Pt) călit la 1200° produsul $B_r H_c = 1{,}2 \cdot 10^7$ gauss-oersted care este, se pare, cea mai mare valoare atinsă pînă acum.

Componența oțelurilor și aliajelor utilizate pentru fabricarea magneților permanenți a variat din anul 1900 incontinuu. Același lucru se poate afirma și despre procedeele metalurgice de fabricare a magneților, deoarece înafară de factor de calitate bun, de B_r și H_c mari, interesează și rezistența mecanică, posibilitatea de prelucrare în diverse forme etc. De asemenea, este de dorit ca variațiile de temperatură și zguduirile mecanice să nu modifice calitățile magnetice ale materialului.

Primele adaosuri făcute oțelului pentru a i se mări forța coercitivă au constat din 1—1,5%C.

Aceste oțeluri aveau $B_r = 10\,000$—$13\,000$ gauss și $H_c = 20$—30 oersted. Magnetismul remanent real este destul de mare, dar forța coercitivă este mică și de aceea în prezent, nu se mai utilizează.

Intre 1910 și 1930 s-a constatat că se obține o apreciabilă mărire a forței coercitive dacă înafară de carbon se adaugă wolfram (H_c = 60—70 Oe), crom (H_c = 65 Oe) sau cobalt (H_c = 240 Oe) (tabela 1).

*) Dimensiunile întrefierului s_0, l_0 sînt în general fixate prin proiectul aparatului, pentru a permite mișcarea unei anumite piese mobile. In acest întrefier este necesar să se producă o inducție B_0.

Tabela 1

Caracteristicile unor materiale feromagnetice utilizate pentru confecționarea magneților permanenți

Denumirea materialelor	Conține în procente față de greutatea totală	B_r gauss	H_c oersted	$(BH)_{max}$ gauss-oersted	B_m gauss	H_m oersted	μ_R (la B_m, H_m)
Oțel cu carbon	1 %C rest Fe	13500	21,3	$1{,}5.10^5$	9600	15,5	81
Oțel cu wolfram	5—6,5 %W 0,55—0,8 %C rest Fe	10800	68	$3{,}6.10^5$	7500	48	32,4
Oțel cu crom	2—6 % Cr; 0,5—1,2 %C rest Fe	10400	64	$3{,}4.10^5$	7300	47	31,2
Oțel cu cobalt și crom	34 %Co ; 1,5—5 %Cr ; 0—4,5 %Mo ; 0,8—1,1 %C rest Fe	9330	243	10.10^5	5900	170	9,45
Aliaje Fe—Co—Mo	15 %Mo ; 12 % Co rest Fe	11100	227	$12.5.10^5$	7500	167	11,7
Oerstit 500	24—28 % Ni, 12—16 % Al. rest Fe	6020	448	$11{,}6.10^5$	3800	305	5,35
Alni	25 % Ni ; 13 % Al ; 4 % Cu, rest Fe	6000	500	$13{,}10^5$	4000	330	
Alnico	20 % Ni ; 10 % Al ; 12 % Co ; 6 % Cu rest Fe	6700	580	$14{,}10^5$	4000	350	
Magnico (ticonal)	15 % Ni ; 8 % Al ; 24 % Co 3 % Cu rest Fe	11900	640	$42{,}7.10^5$	9000	475	4,2
Cunife	60 % Cu, 20 % Ni rest Fe	5400	550	$15{,}5.10^5$	3900	400	
Cunico	50 % Cu ; 21 % Ni 29 % Co rest Pc	3400	710	$8.5.10^5$	2000	430	
Vicalloy	52 % Co ; 10 % V rest Fe	9000	300	10.10^5	5530	185	
Aliaj Fe—Ni—Al — Co—Ti	27,2 % Co ; 17,7 % Ni 6,7 % Ti, 3,7 % Al rest Fe	7150	785	$20{,}3.10^5$	4150	490	3,84
Pt—Fe	77,8 % Pt ; 22,2 % Fe	5830	1570	$30{,}7.10^5$	3300	930	2,64
Pt—Co	76,7 % Pt ; 23,3 % Co	4530	2650	$37{,}7.10^5$	2500	1500	1,14

Procedeele metalurgice și termice utilizate pentru fabricarea acestor oțeluri de compoziție din ce în ce mai complexă, au devenit în aceeași măsură din ce în ce mai complicate. Produsele obținute erau dure, casante, cu tendințe de fisurări în timpul călirii și foarte instabile din punct de vedere magnetic fiind supuse fenomenului de îmbătrînire.

O nouă etapă în tehnologia magneților a fost determinată de descoperirea calităților magnetice ale aliajelor Fe—Ni—Al (1932).

Aceste aliaje se obțin prin procedee metalurgice diferite de cele utilizate la fabricarea oțelurilor magnetice. Ele au forța coercitivă simțitor mărită față de valorile cunoscute pînă atunci ($H_c = 500$ Oe), o mai mare stabilitate a calităților magnetice și posibilitatea de a li se da forma dorită chiar în timpul tratamentului metalurgic. Aliajul fiind moale din punct de vedere mecanic, datorită tratamentelor termice, este turnat în formă și apoi urmează procesele de răcire, care îi formează starea magnetică optimă.

Rezultatele bune obținute prin utilizarea acestor aliaje, au determinat apariția altor produse care conțineau pe lîngă Fe—Ni—Al, cobalt și cupru. In anul 1934 s-au obținut aliaje cu factor de calitate mărit prin adăugire de titan. Forța coercitivă a acestor aliaje este de 500 — 900 Oe, magnetismul remanent 7 000—5 000 gauss și factorul de calitate este de 4—5 ori mai mare ca cel al oțelurilor cu wolfram sau crom și de două ori mai mare ca cel al celor mai bune oțeluri cu cobalt. Inafară de avantajele enumerate pînă acum, aliajele amintite nu mai sînt supuse fenomenului de îmbătrînire.

Mai subsistă însă anumite greutăți de ordin tehnologic. Astfel formele utilizate trebuie să fie simple pentru a nu îngreuna turnarea, iar prelucrarea după turnare este dificilă.

S-au remediat aceste greutăți de fabricație prin două metode:

a) *Magneții presați.* Se pulverizează aliaje cu însușiri magnetice bune (de exemplu aliajul Fe—Ni—Al) și se presează în forme cu ajutorul unui liant. Factorul de calitate al materialului astfel obținut este ceva mai mic, decît cel al aliajului sub forma solidă inițială, din cauza introducerii liantului ($B_r = 3\,500$—$4\,800$ gauss, $H_c = 500$—800 Oe). In schimb, se pot realiza forme mai complicate.

b) *Magneții sinterizați.* Procedeul de sinterizare este utilizat de mult timp în industria ceramicei. Magneții se obțin prin pulverizarea fierului și oxidului de cobalt, presarea lor în formă și sinterizarea la circa 1000° ($H_c = 600$ Oe și $B_r = 3\,000$ gauss) sau prin aplicarea unui procedeu analog aliajelor Fe—Ni—Al ($H_c = 450$ Oe și $B_r = 5\,000$ gauss). Cu tot magnetismul remanent real scăzut, acești magneți au o mare stabilitate magnetică față de variațiile de temperatură sau alte influențe exterioare și bineînțeles se pot realiza în cele mai diferite forme. In tabela 1 se indică valori pentru magnetismul remanent B_r, forța coercitivă H_c factorul de calitate $(BH)_{max}$, coordonatele punctului optim de funcționare B_m, H_m și permeabilitatea reversibilă μ_R la unele materiale magnetice mai des folosite în fabricarea magneților permanenți. Datele din tabela 1 sînt numai indicative, caracteristicile materialului magnetic variind foarte mult atît în funcție de compoziția sa, cît și de modul de tratare metalurgic.

Bibliografie

[1] *Crug C. A.*: Bazele electrotehnicii (trad. din lb. rusă) vol. I. Ed. Tehnică, București, 1952, pag. 256, 259, 265.

[2] *Zainovschi A. S.* și *Usov V. V*: Metale și aliaje electrotehnice (trad. din lb rusă), Ed. Energetică de Stat, București, 1952, pag. 5—8, 154—213.

[3] *Spreadbury F.G.*: Permanent magnets, Ed. I. Pittman, London, 1949, pag. 6, 28, 60, 166.

[4] *Picou R. V.*: Les aimants. Calcul et applications, Ed. Dunod, Paris, 1936, pag. 9.

[5] ** * **: Manualul inginerului electrician, vol. I, Ed. Tehnică, București, 1953, pag. 245, 261.

[6] *Neiman I. R.* și *Kalantarov P. L.*: Bazele teoretice ale electrotehnicii, partea I (trad. din lb. rusă), Ed. Energetică de Stat, București, 1955, pag. 216, 256.

[7] *Neumann H.*: Messung der Gleichstrommagnetisierungskurve und der Hysteresisschleife. ATM V 951—1, mai 1955.

[8] *Crug C. A. ș.a.*: Osnovi electrotehnichi, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1952, pag. 83—85.

[9] *Breitling W.*: Welche Grossen bestimmen die Güte von permanenten Magneten?, E.u.M. 56 (1938), pag. 617—623.

[10] *Surugue J.*: Les aimants permanents et leur calcul, RGE 20 (1936), pag. 171—178.

[11] *Bogoroditschi N. R. Pasancov V. V.* și *Tarcev B. M.*: Materiale folosite în industria electrotehnică (trad. din lb rusă), Ed. Tehnică, Buc, 1952, pag. 390—394.

[12] *Becker R.* și *Doring W.*: Ferromagnetismus, Ed. I. Springer, Berlin, 1939, pag. 400—405.

[13] *Auwers O. V.*: Magnetisch weiche u. harte Werkstoffe der Messtechnik, ETZ 63 (1942), pag. 341—348.

[14] *Steinert E.*: Mess-und Prufgeräte für Dauermagnete, Radio-Technik 25 (1949), pag. 255—258.

[15] *Pohl R. W.*: Einführung in die Elekrizitatslehre, Ed. I. Springer, Berlin, 1943, pag. 92—101.

★

УСТАНОВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Резюме

Приводятся значения определяющие качество постоянных магнитов. Указываются также значения показателей магнитных сплавов до сих пор известные.

★

FESTSTELLUNG DER CHARAKTERISTIKEN DER DAUERMAGNETE

Zusammenfassung

In Form eines Studiums werden die Grössen welche die Qualität der Dauermagnete bestimmen, dargestellt. Auch werden Werte für die Gütefaktoren der heute bekannten magnetischen Legierungen vorgezeigt.

O metodă pentru ridicarea caracteristicilor statice ale tuburilor electronice de putere

Ing. R. PIRINGER

621.385.18.012.6

Se expune o metodă pentru ridicarea caracteristicilor statice ale tuburilor electronice de putere, folosind tensiunea alternativă a rețelei. Metoda necesită instrumente și aparate uzuale în laboratoare. După expunerea metodei se ilustrează cu rezultate experimentale.

La amplificatorii de radiofrecvență de putere funcționînd în clasa C, valoarea maximă a puterii instantanee disipate pe placă și pe grilă depășește cu mult puterea de disipație maximă admisă de tub. De aceea nu se pot ridica prin metodele obișnuite de curent continuu caracteristicile tuburilor de putere în regiunea vîrfului de curent anodic și de grilă.

Totuși, pentru precalcularea funcționării unui amplificator clasă C, indiferent de metoda de calcul folosită, este necesară cunoașterea caracteristicilor tubului, în special în această regiune.

Metodele cele mai perfecționate care permit realizarea acestui deziderat se bazează pe aplicarea de impulsuri de scurtă durată pe grila tubului și măsurarea impulsurilor de curent care rezultă. In acest fel se pot ridica caracteristicile tuburilor chiar în regiuni unde puterea disipată este depășită de zeci de ori. Aceste metode necesită însă un aparataj special, atît pentru generarea impulsurilor pe cale mecanică sau electronică și menținerea constantă a tensiunilor în timp ce se aplică impulsul, cît și pentru măsura amplitudinilor impulsurilor de curent și tensiune. Din această cauză, aplicarea metodelor de impulsuri este dificilă în condițiile unui laborator obișnuit de radio sau electronică.

In lucrarea de față se expune o metodă care folosește tensiunea alternativă a rețelei și care nu necesită decît aparate și instrumente de măsură care se găsesc în mod obișnuit în orice laborator de electrotehnică, electronică sau radio.

Metoda permite ridicarea caracteristicilor tuburilor pentru puteri disipate de 3—5 ori mai mari decît puterea de disipație maximă indicată de catalog. Acest lucru este însă suficient pentru aproape toate cazurile care se prezintă la predeterminarea funcționării unui amplificator clasă C.

Schema circuitului utilizat este reprezentată în fig. 1. Tensiunea alternativă aplicată se măsoară cu voltmetrul V. G. iar valoarea medie

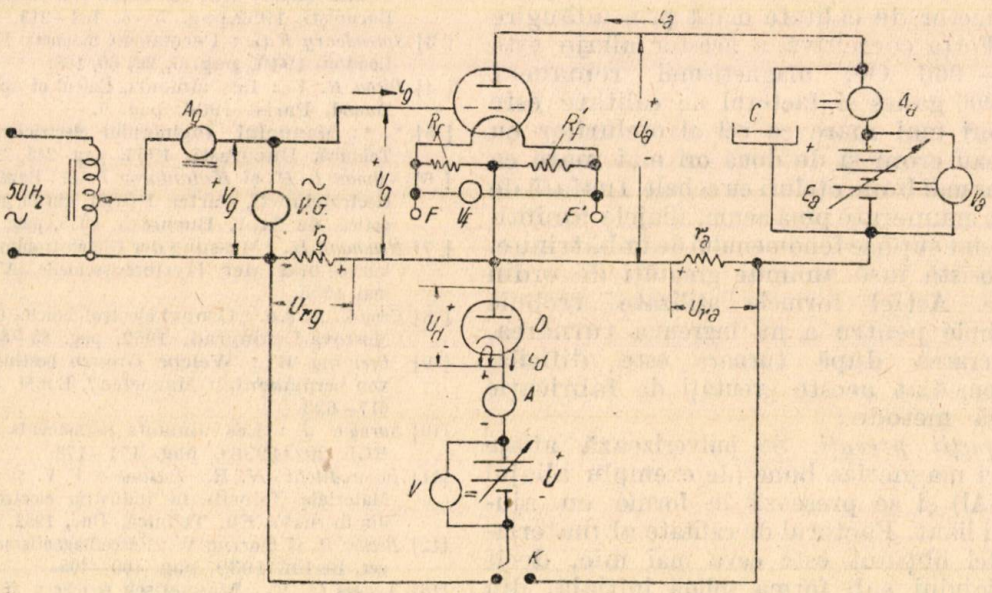


Fig. 1

a curentului de grilă cu ampermetrul A_g. E_a este un redresor stabilizat de tensiune variabilă, V_a și A_a instrumente de curent continuu, iar C un condensator electrolitic. Tensiunea de filament se aplică la bornele F, F' și se măsoară cu voltmetrul V_f. Rezistențele R_f și R'_f permit realizarea unui punct al filamentului la potențial median, punct care este considerat catod și conectat în circuitul de grilă și în cel anodic. Tuburile de emisie fiind în marea lor majoritate cu încălzire directă, este nevoie să se prevadă acest montaj. Considerarea drept catod a unui capăt al filamentului introduce erori, deoarece filamentul este alimentat de obicei în curent

alternativ, iar pe grilă se aplică o tensiune alternativă de la aceeași sursă (rețea). La un tub cu încălzire indirectă nu este, bineînțeles, necesar un asemenea montaj, catodul fiind separat față de filament.

Rezistențele r_a și r_g sînt două rezistențe etalon, variabile. Dioda B, microampermetrul A și sursa de tensiune continuă variabilă u măsurată de voltmetrul de curent continuu V formează un voltmetru cu retragere, cu ajutorul căruia se măsoară vîrfurile de tensiune pozitivă fie la bornele rezistenței r_a, fie la bornele rezistenței r_g, după poziția comutatorului K. Microampermetrul A trebuie să fie un microampermetru cît mai sensibil (de exemplu de 50 μA), sursa de tensiune continuă u putînd fi o baterie de acumulatori (variația tensiunii făcîndu-se potențiometric) sau un redresor de tensiune variabilă. Deoarece caracteristica curent-tensiune a diodei (fig. 2) nu pornește din origine, este

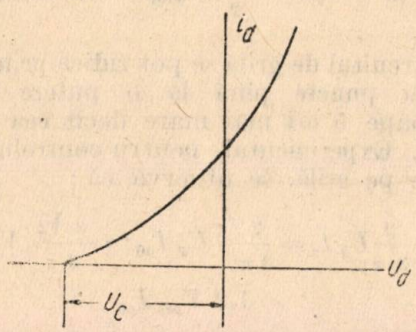


Fig. 2

necesar să se facă o corecție care ține seama că curentul nu se anulează decît pentru o tensiune negativă u_c aplicată diodei. Determinarea acestei tensiuni de corecție trebuie făcută la început, astfel: fără să se aplice celelalte tensiuni se închide circuitul voltmetrului cu retragere pe o rezistență (r_a sau r_g) oarecare (cîteva zeci de ohmi). Mărind tensiunea u de la zero, se citește valoarea tensiunii u pentru care curentul i_d măsurat de A devine nul; această tensiune este tensiunea de corecție u_c și la diodele obișnuite sau la alte tuburi de recepție montate ca diodă are valori în jurul și sub 1 V. Precizia măsurătorilor va fi cu atît mai mare, cu cît momentul cînd se anulează curentul anodic poate fi determinat mai exact; în acest scop, dioda folosită trebuie să aibă o tăiere cît mai bruscă (rezistența ei internă în regiunea inițială a curentului anodic să fie cît mai mică) iar instrumentul A trebuie să fie cît mai sensibil. Principala sursă de erori în metoda de față constă în determinarea imprecisă a momentului de anulare a curentului diodei.

Variația tensiunilor și curenților în funcție de timp, în montajul din fig. 1, este reprezentată în fig. 3. In fig. 4 se indică, pentru o tensiune u_r oarecare, variația în timp a tensiunilor u_r și u_d în momentul limită cînd curentul prin diodă se anulează. Din fig. 1, 3 și 4 se deduc urmă-

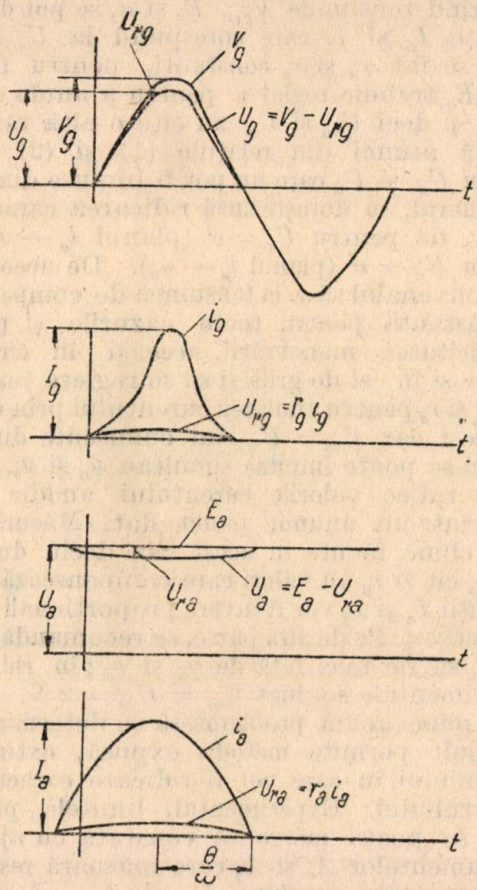


Fig. 3

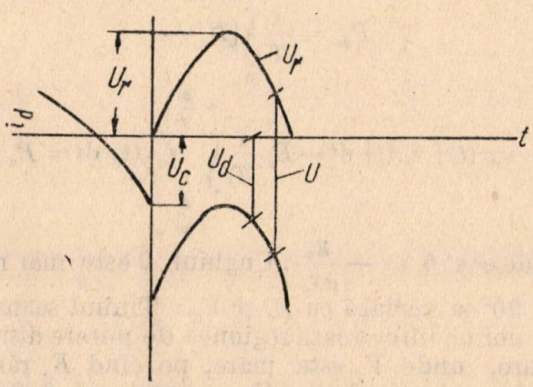


Fig. 4

toarele relații pentru momentul cînd v_g este maxim:

Tensiunea de grilă $U_g = \sqrt{2}\, V_{g\,ef} = U_{rg}$. (1)

Tensiunea anodică $U_a = E_a - U_{ra}$. (2)

Curentul anodic $I_a = \frac{U_{ra}}{r_a}$. (3)

Curentul de grilă $I_a = \frac{U_{rg}}{r_g}$. (4)

$$u = U_r + u_c. \quad (5)$$

Cunoscînd valorile lui r_a și r_g (rezistențe etanlon) cît și u_c (tensiunea de corecție a diodei) și măsurînd tensiunile V_{gef}, E_a și u, se pot deduce curenții I_a și I_g care corespund la U_a și U_g. Dacă se iau r_a și r_g constanți, pentru fiecare V_g și E_a trebuie reglat u pentru a anula curentul i_d și deci U_{ra} și U_{rg} au cîte o altă valoare; rezultă atunci din relațiile (1) și (2) valori pentru U_g și U_a care nu pot fi impuse dinainte. In general, se dorește însă ridicarea caracteristicilor, fie pentru $U_g = c^t$ (planul $i_a - u_a$), fie pentru $U_a = c^t$ (planul $i_a - u_g$). De aceea este mai convenabil să se ia tensiunea de compensație u constantă pentru toate cazurile și pentru simplicitatea manevrării, aceeași în circuitul anodic și în cel de grilă și să se regleze rezistențele r_a și r_g pentru anularea curentului prin diodă. In acest caz $U_{ra} = U_{rg}$ sînt cunoscute dinainte și deci se poate impune simultan u_a și u_g, adică să se ridice valorile curentului anodic și de grilă într-un anumit punct dat. Măsurătorile nu trebuie făcute în acest caz decît după ce atît r_a cît și r_g au valori care compensează pe u. Curenții I_a și I_g vor fi invers proporționali cu r_a, respectiv r_g. Pe de altă parte, se recomandă ca U_{ra} și U_{rg} să fie mici față de u_a și u_g; în ridicările experimentale s-a luat $U_{ra} = U_{rg} = 2$ V.

Se pune acum problema să se determine, cît de mult permite metoda expusă, extinderea domeniului în care pot fi ridicate caracteristicile tubului. Experimental, limitele pînă la care se poate merge se constată cu ajutorul instrumentelor A_a și A_g care măsoară respectiv componentele continue I_{ao} și I_{g0}, deoarece:

$$P_{da} = \frac{1}{T}\int_0^T [E_a - $$

$$- u_{ra}(t)]\, i_a(t)\, dt - E_a \frac{1}{T}\int_{-\frac{\theta}{\omega}}^{+\frac{\theta}{\omega}} i_a(t)\, dt = E_a I_{a0}$$

unde $\cos\theta = -\frac{E_a}{\mu V_g}$. Unghiul θ este mai mare de 90° și variază cu E_a și V_g. Ținînd seamă că pe noi ne interesează regiunea de putere disipată mare, unde V_g este mare, pe cînd E_a rămîne mult mai mic decît μV_g, rezultă că θ rămîne în această regiune sub 110° (lucru verificat experimental). Dacă luăm o valoare medie de 100° și presupunem că, caracteristicile anodice ale tubului se pot aproxima printr-o parabolă de grad $n = 1 \ldots 1{,}25$ se găsește $\alpha_0 = \frac{I_{ao}}{I_a} \sim 0{,}34$, unde cu I_a s-a notat, ca și mai sus, valoarea de vîrf a curentului anodic. Notînd cu P'_{da} puterea disipată care corespunde unui punct maxim care poate fi ridicat prin metoda expusă rezultă:

$$P'_{da} = U_a I_a \sim E_a I_a = \frac{1}{0{,}34} E_a I_{a0} \sim 3\, P_{daM}.$$

Deci, în circuitul anodic se poate merge pînă la puncte la care corespunde o putere disipată de trei ori mai mare decît cea maximă indicată de catalog.

In circuitul de grilă presupunem, cum se face de obicei, o relație pătratică: $i_g = AU_g^2$ (pentru $u_g > 0$) iar $u_2 \sim U_g \sin \omega t$ și deci

$$P_{dg} = \frac{1}{T}\int_0^T u_g i_g\, dt \sim \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} A U_g^3 \sin^3 \omega t\, dt =$$

$$= \frac{2}{3\pi} A U_g^3 = \frac{2}{3\pi} U_g I_g$$

deoarece $I_g = AU_g^2$.

Punctului cu I_g maxim îi corespunde:

$$P'_{dg} = U_g I_g \sim \frac{3\pi}{2} P_{dgM} = 4{,}7\, P_{dgM}.$$

In circuitul de grilă se pot ridica prin metoda de față puncte pînă la o putere disipată de aproape 5 ori mai mare decît cea dată de catalog. Experimental, pentru controlul puterii disipate pe grilă, se observă că:

$$P_{dg} \sim \frac{2}{3\pi} U_g I_g = \frac{2}{3\pi} 4\, U_g I_{g0} \sim \frac{8\sqrt{2}}{3\pi} V_{gef} I_{g0} =$$

$$= 1{,}2\, V_{gef} I_{g0}$$

și deoarece V_{gef} este indicat de V. G. iar I_{g0} de A_g, puterea P_{dg} este cunoscută în orice moment. In relația de mai sus s-a ținut seamă că jumătatea unghiului de deschidere al curentului de grilă este $\theta_g = 90°$ și că într-o aproximare pătratică la aceasta corespunde $\frac{I_{g0}}{I_g} = \alpha_{0g} = \frac{1}{4}$.

Pentru a ne convinge că extinderea domeniului în care se pot ridica caracteristicile este suficientă, s-a examinat pentru unele tuburi de emisie, dacă, pentru condițiile de funcționare ca amplificator clasă C date în catalog, se pot ridica prin metoda expusă mai sus, caracteristicile statice pentru oricare din momentele existente într-o perioadă a tensiunii de excitație aplicate pe grilă, adică pentru orice punct al caracteristicii dinamice (fig. 5). Trebuie remarcat că puterea instantanee disipată pe anod nu este maximă în punctul A de vîrf a caracteristicii dinamice caracterizate prin $u_{a\,min}$, $u_{g\,max}$, $I_{a\,max}$, $I_{g\,max}$, ci într-un punct mai coborît B. Aceasta, deoarece produsul $u_{a\,min} I_{a\,max}$ este mai mic decît produsul $u_a i_a$ pentru anumite valori $u_a > u_{a\,min}$, fiindcă într-o funcționare obișnuită clasă C curentul anodic i_a scade mai încet decît se produce creșterea lui u_a atunci cînd plecînd din punctul de vîrf ne deplasăm în jos pe caracteristica dinamică. Astfel în fig. 5 puterea disipată în punctul B este mai mare decît în punctele învecinate C, D și mai mare

decît în punctul de vîrf A, ceea ce se poate verifica ușor. Valoarea instantanee a puterii disipate pe grilă este, pe de altă parte, maximă

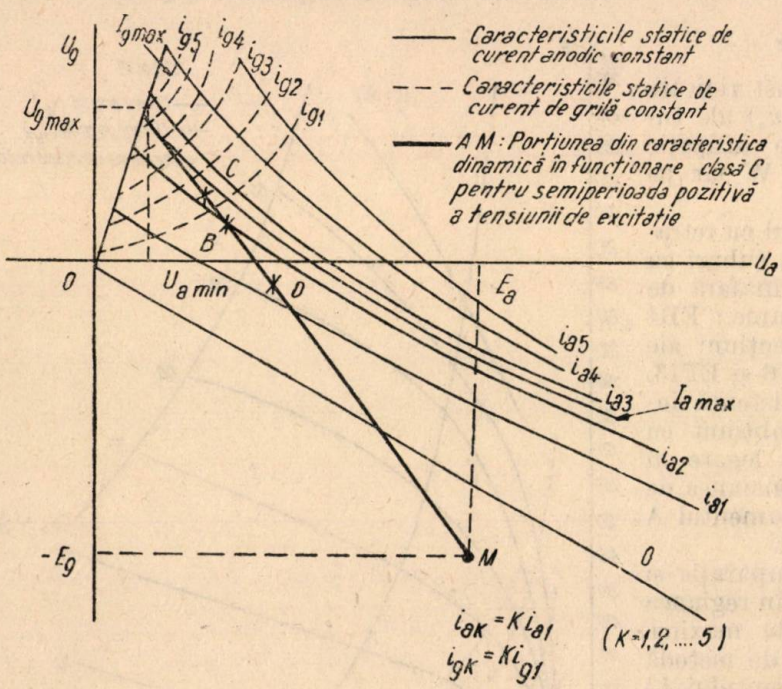


Fig. 5

pentru punctul de vîrf al caracteristicii dinamice și are valoarea $u_{g\,max}$, $I_{g\,max}$.

In tabela 1 s-au luat în considerare datele din catalog în ceea ce privește limitele de funcționare a tubului și condițiile de lucru maxime ca amplificator clasă C. S-a presupus $u_{amin} = u_{gmax}$, adică o funcționare la limita dintre sub — și supraexcitație, ceea ce a condus la un raport ξ cuprins între 0,9—0,96, deci la valori uzuale ale acestui parametru (ξ este definit prin $\xi = \frac{U_a}{E_a} = \frac{E_a - U_{a\,min}}{E_a}$). In aceste condiții s-au putut calcula pentru vîrful caracteristicii dinamice, folosind planul de caracteristici $u_g = f(u_a)$ dat în catalog, puterile :

$$P_{gv} = u_{g\,max}\ I_{g\,max}$$

$$P_{av} = u_{a\,min}\ I_{a\,max}.$$

Apoi, trasînd caracteristica dinamică s-a determinat valoarea maximă a produsului $u_a i_a$ în timpul unei perioade, valoare notată P_{aM}. Pentru comparație s-au trecut în tabelă valorile limită pînă la care se pot indica caracteristicile statice prin metoda expusă. Aceste valori sînt :

pentru grilă $P'_{dg} = 4{,}7\ P_{dg\,M}$

pentru anod $P'_{da} = 3\ P_{da\,M}$.

Din această tabelă se constată că pentru oricare din tuburi sînt satisfăcute inegalitățiile $P_{gv} < P'_{dg}$ și $P_{av} < P_{aM} < P'_{da}$, ceea ce înseamnă că prin metoda de față se poate explora funcționarea tubului, pentru orice moment dintr-o perioadă a tensiunii aplicate pe grilă.

Metoda expusă mai sus poate fi extinsă și pentru tuburi tetrode sau pentode. In acest caz se adaugă numai un redresor stabilizat și o rezistență etalon în circuitul ecranului, iar comutatorul K trebuie să aibă trei poziți

Tabela 1

Tubul		P_{daM} W	P_{dgM} W	$U_{gM} = U_{am}$ V	$\xi = \frac{E_a - u_{aM}}{E_a}$ —	P_{gv} W	$P'_{dg} = 4{,}7\ P_{dgM}$ W	P_{av} W	P_{am} W	$P'_{da} = 3\ P_{daM}$ W
T 50-1		70	5	150	0,9	18	23,5	90	160	210
T100-1		125	10	190	0,905	30,5	47	160	300	375
T150-1		200	15	220	0,912	59,5	70,5	275	560	600
T300-1 răcit	natural	300	30	150	0,95	60	141	225	850	900
	forțat	450	50	175	0,96	96	235	300	1 300	1 350
ATL 1-1		1 000	100	250	0,929	150	470	375	1 200	3 000
ATL 2-1		2 000	200	450	0,91	570	940	1 440	4 500	6 000

(pentru a măsura I_a, I_e și I_g) în loc de două. Dacă se renunță la măsura curentului de ecran este necesar doar un redresor stabilizat care să alimenteze ecranul.

Rezultate experimentale

Prin metoda expusă mai sus au fost ridicate caracteristicile $i_a = f(u_a)$ și $i_g = f(u_a)$ ale tubului TCO4/10 (fig. 6). Puterea de disipație maximă pe anod s-a luat de 15 W iar pe grilă de 3 W (din catalog).

Pentru dioda necesară în voltmetrul cu retragere s-au încercat diferite tuburi (la tuburi cu mai mulți electrozi, toți electrozii înafară de catod au fost legați la anod) și anume : EB4 (o secțiune), EB4 (cu cele două secțiuni ale diodei în paralel), 6C5, 6J5, 6V6, EF6 și EF13. Un rezultat bun, adică o mică rezistență internă în regiunea inițială, a fost obținut cu dubla diodă EB4 având secțiunile legate în paralel și cu acest tub s-a lucrat. Tensiunea de corecție s-a găsit $u_c = 0{,}94$ V, instrumentul A fiind un microampermetru de 50 μA.

Pe fig. 5 s-au trecut, pentru comparație și punctele ridicate în curent continuu, în regiunea inferioară. Se constată că diferențele maxime sînt de 3—4 % și se datoresc atît erorii de metodă (aprecierea momentului anulării curentului i_d) cît și erorilor instrumentelor de măsură și rezistențelor etalon folosite.

O sursă de erori suplimentare poate fi redresorul stabilizat E_a. Dacă acest redresor are o rezistență internă prea mare, la vîrful de curent tensiunea E_a se micșorează, ceea ce produce erori. Rolul condensatorului C este de a obține menținerea cît mai constantă a lui E_a, însă acest efect nu se obține decît dacă C este foarte mare. Experimental s-a constatat (prin vizualizare la un oscilograf catodic) că la vîrful maxim de curent anodic, tensiunea scădea cu 1—1,5 V. E_a fiind mai mare de 100 V, erorile introduse de circa 1 % sînt neglijabile. Remarcăm că a fost folosit un redresor stabilizat „Tesla" tip TM 583.

Deducțiile teoretice în ceea ce privește limitele pînă la care se pot ridica curbele se verifică astfel :

— Pentru puterea disipată pe anod s-au putut ridica, pentru $u_g \geqslant 50$ V punctele ce corespund unei puteri disipate de 3 P_{daM} ; la $u_g = 40$ V, θ este mai mare, deci α_0 mai mare și nu s-a putut merge pînă la o putere disipată chiar de 3 ori mai mare. Pentru $u_g \leqslant 30$ V punctele au fost ridicate pînă la limita propusă de $u_a = 300$ V, neatingîndu-se puterea maximă de disipație.

— Pentru puterea maximă disipată pe grilă, ea nu este atinsă decît pentru $u_g \geqslant 80$ V, deoarece limita inferioară pentru u_a a fost luată de 20 V. S-a obținut :

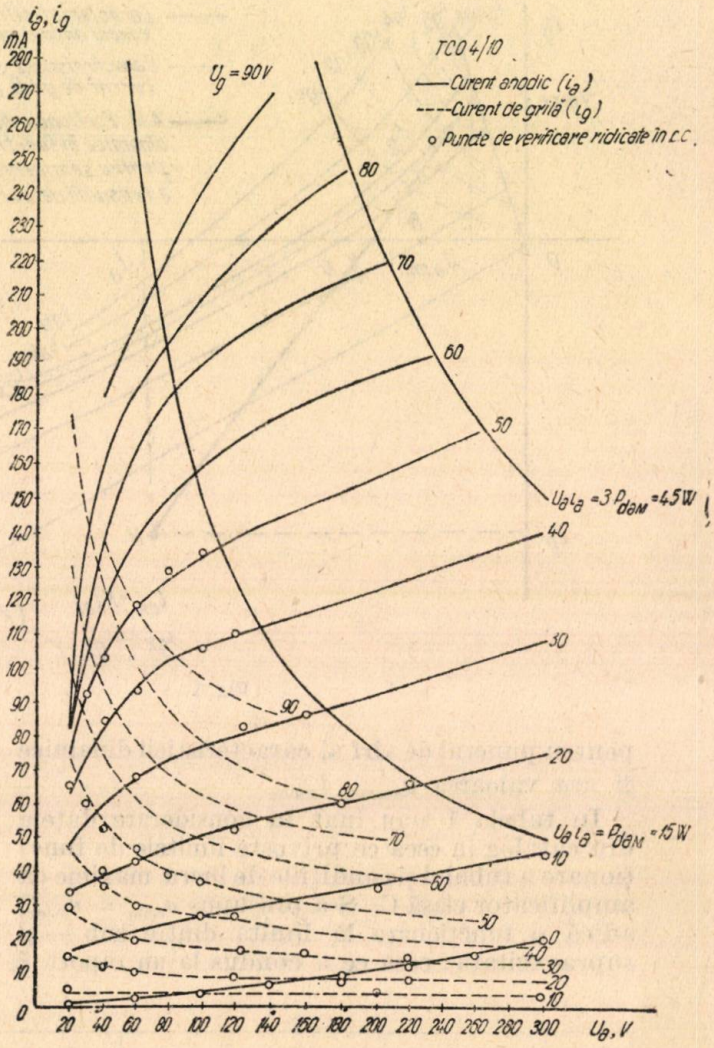


Fig. 6

la $u_g = 80$ V : $P'_{dg} = U_g\ I_g = 80.175 = 14$ W

la $u_g = 90$ V : $P'_{dg} = U_g\ I_g = 90.136 = 12{,}3$ W

(teoretic $P'_{dg} = 4{,}7$ $P_{dgM} = 14{,}1$ W)

Ținînd seama de presupunerile făcute în aproximarea curentului anodic și a celui de grilă, verificările sînt satisfăcătoare.

★

МЕТОД ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП МОЩНОСТИ.

Резюме.

Излагается метод повышения статических характеристик электронных ламп мощности, при использований переменного напряжения сети. Такой метод не требует специальную апаратуру.

Излагаемый метод илустрируется экспериментальными результатами.

Calculul limitatorului cu cuplaj catodic

Ing. N. VÎLCOV

621.395.664.3.001.24 : 621.375.13

Plecînd de la condiții impuse de practică, se stabilesc relațiile de bază și etapele de calcul ale unui limitator cu cuplaj catodic. Metoda propusă este utilă calculului inginerese.

Limitatorul cu cuplaj catodic poate fi întîlnit astăzi în cele mai diverse domenii ale tehnicii impulsurilor, fie lucrînd ca limitator propriu-zis, fie ca etaj de modulație a impulsurilor în amplitudine sau înălțime [1]. Avantajele oferite de acest tip de limitatori sînt numeroase: limitările se fac prin tăierea curentului anodic (nu prin apariția curenților de grilă); semnalul de la intrare poate lua valori destul de mari, fără a provoca apariția curenților de grilă; impedanța de intrare este cea a unui repetor catodic, deci mare; limitatorul poate produce impulsuri de scurtă durată, utilizînd o reacție pozitivă suplimentară, se poate obține la ieșire un impuls, avînd o durată a frontului limitată numai de capacitățile parazite ale schemei.

Circuitul de bază al limitatorului cu cuplaj catodic este arătat în fig. 1. Pentru semnale

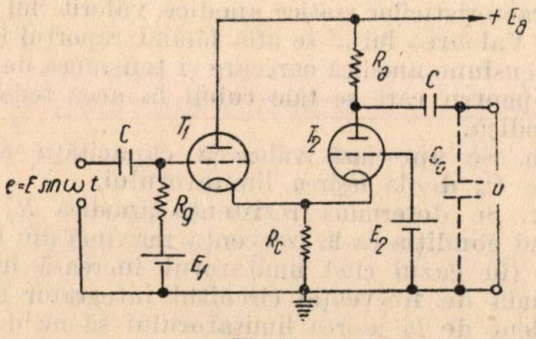


Fig. 1

mici, circuitul se comportă ca un amplificator liniar, tensiunea u de la ieșire reproducînd forma de undă a semnalului sinusoidal de la intrare (evident amplificată). Cînd semnalul de la intrare depășește însă o anumită valoare, fiecare din cele două tuburi rămîne tăiat un interval de timp, cel mult egal cu jumătate din perioada semnalului: $T = \frac{2\pi}{\omega}$. Să considerăm întîi semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare. Pe măsură ce valoarea instantanee a semnalului crește, curentul prin tubul T_1 și căderea de tensiune pe rezistența R_c cresc și ele, tubul T_2 se negativează din ce în ce mai mult, și la un anumit moment rămîne tăiat. Tot astfel în semiperioada negativă, potențialul grilei tubului T_1 față de masă scade treptat, potențialul catodei rămînînd constant datorită curentului tubului T_2; în consecință, tubul T_1 se negativează progresiv și la un moment dat rămîne tăiat. Este limpede, că numai acea porțiune din semnal, pentru care conduc ambele tuburi se va reproduce la ieșire. Procesul de limitare se poate reprezenta grafic, așa cum se arată în fig. 2, unde s-au notat prin e_+ și e_- valorile instantanee ale tensiunii dintre grila tubului T_1 și masa, pentru care se taie tubul T_2 respectiv T_1, iar prin e_1 și e_2 cele două praguri de limitare.

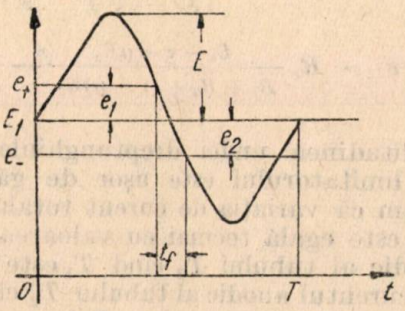


Fig. 2

Teoria acestui circuit a fost elaborată de către Goldmuntz și Krauss [2]. Stabilind anumite relații de bază în funcționarea circuitului limitator, relațiile (2), (3) și (4) de mai jos, autorii n-au avut în vedere și elaborarea unei metode de proiectare, utile calculului inginerese. De aceea, ne-am propus să schițăm în această lucrare, etapele ce trebuie parcurse în calculul limitatorului, pornind de la condițiile impuse obișnuit în practică: caracteristicile undelor de la intrarea și ieșirea limitatorului. Inafară de aceasta, am considerat necesar să înlocuim relațiile complicate și fără utilitate practică, asociate, în articolul citat mai sus, circuitului cu reacție pozitivă, printr-o relație simplă — relația (9) de mai jos — avînd o bază fizică evidentă.

Relații de bază. Durata frontului undei dreptunghiulare obținute prin limitare este dată de relația:

$$t_f \simeq \frac{e_1 + e_2}{4\pi f E}, \qquad (1)$$

în care f este frecvența semnalului aplicat la intrare. Pragurile de limitare e_+ și e_- depind

de tensiunile de alimentare și de elementele schemei prin relațiile [2]:

$$e_+ = \frac{E_a + \mu' E_2}{1+\mu'} - \frac{E_a - \varepsilon - (R_i + R_c)\dfrac{E_a + \mu' E_2}{R_c(1+\mu')}}{\mu} \qquad (2)$$

$$e_- = \frac{R_c(1+\mu')\left[\dfrac{E_a - \varepsilon + \mu E_2}{R_i + R_a + (1+\mu)R_c}\right] - E_a}{\mu'} \qquad (3)$$

în care:

ε este abscisa intersecției axei tensiunilor cu prelungirea porțiunii liniare a caracteristici $\mu_g = 0$, din planul caracteristicilor statice anodice ale tubului;

μ — factorul de amplificare al tubului în regiunea liniară a caracteristicilor statice;

μ' — factorul de amplificare al tubului la tăierea curentului anodic.

Dacă ținem seama de faptul că factorii de amplificare μ și μ' sînt obișnuit mult mai mari ca unitatea, expresiile (2) și (3) se simplifică:

$$e_+ = E_2 + E_a\left(\frac{1}{\mu'} - \frac{1}{\mu}\right) + \frac{\varepsilon}{\mu} \qquad (2')$$

$$e_- = R_c \frac{E_a - \varepsilon + \mu E_2}{R_i + R_a + (1+\mu)R_c} - \frac{E_a}{\mu'}. \qquad (3')$$

Amplitudinea undei dreptunghiulare de la ieșirea limitatorului este ușor de găsit, dacă observăm că variația de curent totală prin tubul T_2 este egală tocmai cu valoarea curentului anodic al tubului T_2 cînd T_1 este tăiat, deoarece curentul anodic al tubului T_2 cînd acesta este tăiat, este evident zero. Prin urmare, amplitudinea (vîrf la vîrf) undei dreptunghiulare va fi:

$$U = R_a\,\Delta i_2 = R_a i_{2T_1} = R_a \frac{E_a - \varepsilon + \mu E_2}{R_i + R_a + (1+\mu)R_c}. \qquad (4)$$

Folosind relația (4) se poate simplifica întrucîtva relația (3'):

$$e_- = \frac{R_g}{R_a} U - \frac{E_a}{\mu'}. \qquad (3'')$$

In sfîrșit, scăzînd relația (3'') din (2') se capătă amplitudinea undei dreptunghiulare, obținute prin simpla limitare (fără amplificare) a sinusoidei de la intrare (fig. 2):

$$e_+ - e_- = e_1 + e_2 = E_2 + E_a\left(\frac{2}{\mu'} - \frac{1}{\mu}\right) - \frac{R_c}{R_a} U + \frac{\varepsilon}{\mu}. \qquad (5)$$

Calculul limitatorului. In acest calcul se pornește, pe de o parte, de la caracteristicile semnalului de la intrare, pe de altă parte, de la performanțele pe care le impunem undei dreptunghiulare, obținute prin limitare și amplificare. Semnalul de la intrarea limitatorului este caracterizat prin amplitudinea sa E și frecvența f (eventual banda de frecvență f_{min}, f_{max}). În cazul cînd semnalul este nesinusoidal, calculul de mai jos rămîne valabil cu excepția calculului duratei frontului undei, care nu se mai poate face pe baza relației (1) stabilite în regim sinusoidal. Pentru unda dreptunghiulară de la ieșirea limitatorului ne impunem o anumită durată a frontului t_f și amplitudinea vîrf la vîrf U. Datele preliminare fiind alese, etapele calculului sînt următoarele:

a. Se alege tubul, obișnuit o dublă triodă. Dacă amplitudinea sinusoidei de la intrare este mică și, pentru a obține o durată a frontului undei acceptabilă, sîntem nevoiți să limităm sinusoida la nivele mici, vom alege o dublă triodă cu μ mare, de tipul 6*SQ*7, 6Г2, 6*SL*7. Dacă însă amplitudinea sinusoidei de la intrare este destul de mare, iar frecvența este ridicată, vom utiliza duble triode cu μ mediu (care cer rezistențe anodice de sarcină mici) de tipul 6*N*7, 6*H*8. O dată ales tubul, se găsesc din catalog parametrii μ și R_i și se determină din planul caracteristicilor statice anodice valorile lui ε și μ'. Valoarea lui μ' se află făcînd raportul între o tensiune anodică oarecare și tensiunea de grilă pentru care se taie tubul la acea tensiune anodică.

b. Se apreciază valoarea capacității parazite C_0 de la ieșirea limitatorului.

c. Se determină rezistența anodică R_a' punînd condiția ca la frecvența maximă din bandă (în cazul cînd limitatorul lucrează într-o bandă de frecvențe) circuitul integrator echivalent de la ieșirea limitatorului să nu deformeze unda dreptunghiulară:

$$2\,\pi\, f_{max}\, C_0\, R_a' = 0{,}1$$

de unde rezultă:

$$R_a' = \frac{10^6}{20\,\pi\, f_{max}\, C_0}. \qquad (6)$$

Dacă se exprimă frecvența în kHz și capacitatea în pF, se obține rezistența în kΩ.

d. Se determină suma pragurilor de limitare $e_1 + e_2$ din relația (1):

$$e_1 + e_2 = 4\,\pi\, f\, t_f\, E.$$

e. Se determină tensiunile de alimentare E_a și E_2 și rezistența R_c. Pentru aceasta avem la dispoziție însă, doar două ecuații (4) și (5). De aceea, se rezolvă întîi sistemul de ecuații (4) și (5) exprimînd tensiunile E_a și E_2 în funcție de R_c. Apoi, se alege o valoare pentru R_c (de ordinul zecilor de kΩ), astfel încît să nu rezulte un E_a, în orice caz mai mic

decît tensiunea care alimentează restul montajului. Simplitatea învelişului matematic al soluţiilor sistemului, permite efectuarea cîtorva încercări într-un timp relativ redus. Fixîndu-fie limitată numai de capacităţile parazite din schemă. Mărirea reacţiei pozitive trebuie astfel aleasă, încît variaţia tensiunii de intrare necesare schimbării conducţiei tuburilor să fie

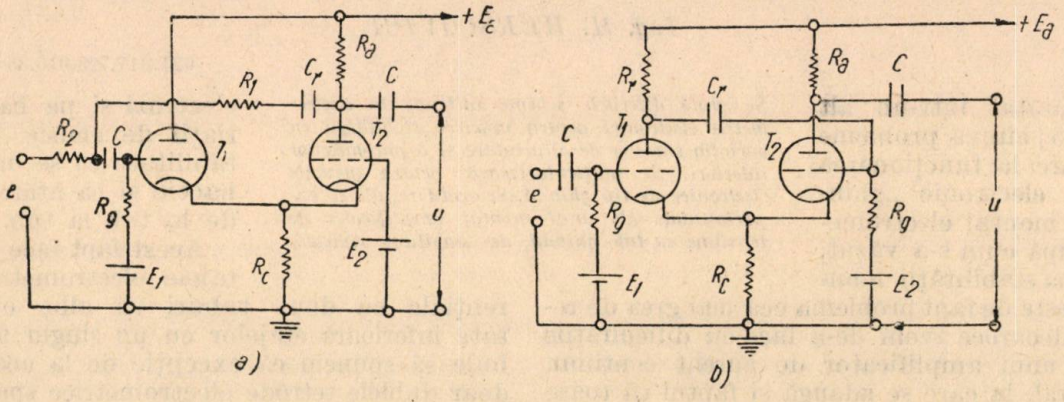


Fig. 3

ne asupra unei anumite valori pentru R_c, se determină valorile tensiunilor E_a şi E_2.

f. Se determină valoarea instantanee a tensiunii dintre grila lui T_1 şi masă, la care se taie tubul T_2 — e_+ cu ajutorul relaţiei (2′).

g. Se determină tensiunea de alimentare E_1 folosind relaţia :

$$E_1 = e_+ - e_1. \tag{7}$$

Deoarece limitările se fac obişnuit simetric, se poate considera : $e_1 = \frac{1}{2}(e_1 + e_2)$.

h. Se alege din catalog rezistenţa de grilă R_g maximă, admisă de tubul respectiv.

i. Se determină valoarea condensatorului de cuplaj, din condiţia ca la frecvenţa minimă din bandă, căderea impulsului dreptunghiular să nu depăşească 5% din amplitudinea acestuia :

$$C = \frac{10}{f_{min} R_0} \tag{8}$$

unde R_0, impedanţa de intrare a etajului următor, se exprimă în MΩ, frecvenţa în Hz, iar valoarea condensatorului de cuplaj se obţine în μF.

Utilizarea reacţiei pozitive. Folosind o reacţie pozitivă, ca în fig. 3,*a*, se poate obţine, ca durata frontului undei dreptunghiulare să nu depindă de forma semnalului de intrare şi să furnizată de unda dreptunghiulară de la ieşire, prin reacţia pozitivă :

$$e_1 = e_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} U. \tag{9}$$

Indeplinirea relaţiei (9) corespunde fizic trecerii montajului într-un regim de basculare, sincronizată de semnal. Rezistenţa R_2 se alege de circa 15 — 20 ori mai mare decît impedanţa internă a sursei, care furnizează semnalul, fără a coborî sub 50 kΩ. O dată aleasă rezistenţa R_2, se determină, folosind relaţia (9), şi rezistenţa R_1. Capacitatea C_r se determină cu ajutorul unei relaţii, asemănătoare relaţiei(8) :

$$C_r = \frac{10}{f_{min}(R_1 + R_2)}.$$

Trebuie să arătăm, în încheiere, că adeseori, reacţia pozitivă se introduce într-un mod oarecum diferit, după cum se vede în fig. 3, *b*. Avantajele acestei scheme [2] constă în separarea intrării de ieşire şi realizarea unei funcţionări independente de impedanţa internă a sursei de semnal.

Bibliografie

[1] *May J. C.* : A variable pulse length generator, Electronics, ianuarie, 1950.

[2] *Goldmuntz L. A.* şi *Krauss H. L.* : The cathode coupled clipper circuit, PIRE septembrie, 1948.

★

РАСЧЕТ ОГРАНИЧИТЕЛЯ С КАТОДНОЙСВЯЗЬЮ

Резюме

Уходя от практических условий, устанавливаются основные соотношения и этапы расчета ограничителя с катодной связью. Предлагаемый метод полезный в инженерском расчете.

★

BERECHNUNG DER LIMITATOREN MIT KATHODENKUPPLUNG

Zusammenfassung

Von den Bedingungen der Praktik ausgehend, werden die Grundverhältnisse und Berechnungsetappen eines Limitators mit Kathodenkupplung festgesetzt. Die vorgeschlagene Methode ist für technische Berechnungen verwendbar.

Probleme de stabilitate ale electrometrilor electronici

Ing. H. HERȘCOVICI

621.317.723.016.35 : 621.385

Se arată diferitele scheme utilizate în electrometrii electronici pentru mărirea stabilității cu variația surselor de alimentare și a parametrilor interiori. Se particularizează pentru tuburile electronice de tip ghindă. Se arată rezultatele experimentale ale unui montaj amplificator de tensiune cu tub ghindă, de stabilitate ridicată.

Am arătat într-un alt articol [5] cîteva probleme privitoare la funcționarea tubului electronic „ghindă" în montaj electrometric. După cum s-a văzut, problema stabilității montajului este de fapt problema cea mai grea de rezolvat, deoarece avem de-a face cu dificultățile proprii unui amplificator de curent continuu în general, la care se adaugă și faptul că toate tensiunile de alimentare sînt mult scăzute, inclusiv tensiunea de filament. Din această cauză curentul anodic al tubului depinde în mare măsură de potențialele electrozilor, ceea ce face necesară, în primul rînd, o bună stabilizare a surselor de alimentare.

După cum s-a văzut [5], în funcționarea tubului ghindă ca amplificator de tensiune este optim regimul cu rezistența anodică R_a mult mai mare decît rezistența internă R_i a tubului $R_a = 0{,}5 - 2$ MΩ și alimentarea anodică cu o tensiune E_a corespunzătoare, astfel ca la anodul tubului $U_a = 6 - 8$ V. In acest mod se obține factorul de amplificare al etajului foarte apropiat de μ și de asemenea liniaritatea perfectă a curentului anodic I_a cu tensiunea pe grila de comandă (în cazul pentodelor U_{g3}). Acest regim de funcționare necesită tensiuni bine stabilizate pe electrozi. Dacă montajul este folosit în industrie, o variație a tensiunilor anodice E_a, grilei ecran E_{g2}, grilei I E_{g1} și grilei supresor —aici grila de comandă— E_{g3} sub 1% nu provoacă o eroare simțitoare a indicației aparatului. Ceea ce trebuie urmărit îndeaproape chiar și în această situație, este tensiunea de încălzire a tubului U_f respectiv curentul I_f, deoarece această mărime are cea mai mare influență asupra curentului anodic.

După cum s-a văzut [5] schemele diferențiale cu două tuburi nu sînt utilizabile. E bine cunoscută proprietatea acestor scheme de a fi insensibile la variațiile tensiunilor de alimentare a electrozilor celor două tuburi, proprietate care le face atît de răspîndite în amplificatorii de curent continuu. Cu totul alta este situația schemelor diferențiale în regim electrometric unde datorită curentului extrem de scăzut din tub și a încălzirii catodului la o temperatură foarte coborîtă față de normal, devine importantă nu numai instabilitatea provocată de tensiunile de alimentare, dar și cea produsă de variația parametrilor interni ai tuburilor : „licăriri" ale catodului, depuneri pe electrozi și pe balon, variații de emisie etc. instabilitate ce se manifestă haotic și ca atare diferită de la tub la tub.

Acest fapt face ca montajele electrometrice diferențiale cu două tuburi să aibe o stabilitate inferioară etajelor cu un singur tub. Trebuie să spunem că excepție de la aceasta fac doar dublele tetrode electrometrice speciale, de tip FP — 54, DBM — 8A etc. care au același catod pentru ambele tetrode din balon și care sînt astfel studiate ca să se obțină o bună stabilitate a montajului [2].

Rezolvarea optimă a stabilității schemelor cu tuburi electrometrice obținută pînă azi, constă tot în scheme diferențiale dar folosind un singur tub. Aceste scheme sînt cunoscute sub numele constructorilor lor : Du — Bridge, Brown, Morton, Barth, Penick, Caldwell etc. Aplicarea acestor scheme tuburilor ghindă, prezintă o importanță foarte mare deoarece acestea au marea calitate de a fi ușor accesibile și ieftine.

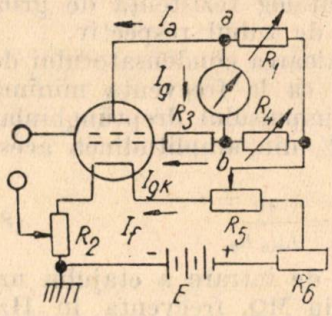


Fig. 1

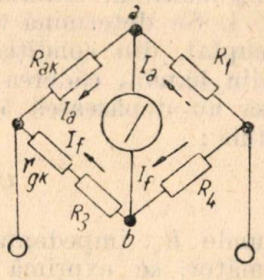


Fig. 2

Stabilitatea schemelor amintite se bazează pe faptul că în cazul cînd sarcina spațială se găsește la o distanță suficient de mare de filamentul tubului (respectiv catod), atunci fluctuațiile emisiei pe o porțiune mică a catodului se distribuie uniform pe toată lungimea acestuia și astfel curenții interceptați de diverșii electrozi vor trebui să varieze proporțional. In acest caz se poate forma o punte care să aibe într-unul din brațe rezistența spațiului catod — anod și în altul rezistența spațiului catod — grilă catodică. Se obține astfel schema cunoscută ca schema Du — Bridge (fig. 1).

In fig. 2 se arată schema echivalentă a acestui montaj unde s-a notat R_{ak} — rezistența spațiului anod — catod și r_{gk} — rezistența spațiului

catod — grilă catodică. Echilibrul punții formate are loc atunci cînd :

$$\frac{I_a}{I_{gk}} = \frac{R_4}{R_1}. \qquad (1)$$

Independența înregistrării de zero a instrumentului se exprimă prin :

$$\frac{d(u_a - u_b)}{dI_k} = 0 \qquad (2)$$

unde I_k este curentul de emisie al catodului.

Curentul I_k depinde de o serie întreagă de factori printre care și I_f. Dacă se determină condițiile ca u_{ab} să fie independent de I_f ele vor fi valabile și pentru ceilalți factori care modifică I_k, deci ținînd seama de (1) se poate scrie :

$$\frac{dI_a}{dI_f} = \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{dI_{gk}}{dI_f}. \qquad (3)$$

Condițiile (1) și (3) sînt reprezentate grafic în fig. 3. In cazul cînd $I_a = f_1(I_f)$ și $I_{gk} = f_2(I_f)$ sînt linii drepte, acestea se intersectează pe axa I_f. Real însă $I_a = f_1(I_f)$ și $I_{gk} = f_2(I_f)$

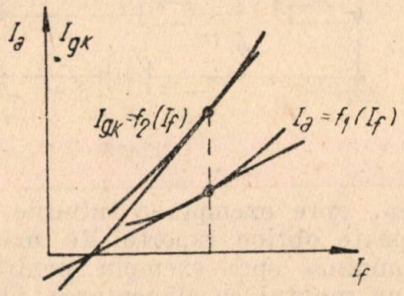


Fig. 3

sînt linii curbe și deci condițiile (1) și (3) nu vor fi valabile decît cu aproximație pe porțiuni mici de curbă în jurul unei anumite valori I_f și anume aceia pentru care tangentele în acel punct la cele două curbe se intersectează pe axa I_f.

Acest fapt se traduce practic prin aceia că determinarea regimului de funcționare al tu-

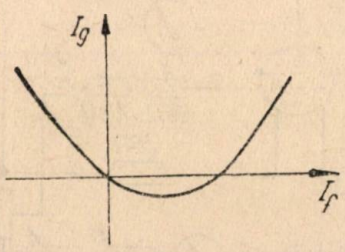


Fig. 4

bului trebuie făcută printr-o serie de încercări succesive în timpul cărora se obțin alte valori pentru tensiunile anodice și de grilă catodică, decît cele prestabilite, ceea ce necesită reajustarea lor cu R_5 și repetarea încercărilor. Valoarea optimă I_f este aceea pentru care variația lui I_g cu I_f trece printr-o porțiune plană (fig. 4).

Mărimea rezistențelor din schemă se alege astfel, ca să se obțină valorile normale de tensiuni și curenți pe electrozi. Rezistențele R_6, R_5 și R_2 se calculează pentru un curent de 0,1 A (curentul de filament obișnuit la tuburile electrometrice), astfel ca R_6 să permită variația lui I_f (30 — 50 Ω), iar potențiometrii R_5 și R_2 să permită obținerea la cursor a tensiunii de alimentare anodică, respectiv de negativare a grilei de comandă. Rezistențele R_1 și R_4 sînt condiționate de relația (1). Obișnuit R_1 se ia de cîteva zeci de kΩ pentru obținerea unei amplificări suficiente și cum $\frac{I_a}{I_{gk}} = \frac{1}{3} \sim \frac{1}{10}$ rezultă că R_4 va fi egal cu cîțiva kΩ. Rezistența R_3 este determinată de tensiunea prestabilită pentru grila catodică :

$$R_3 = \frac{U_a - U_{gk}}{I_{gk}}.$$

Sensibilitatea galvanometrului se alege astfel ca $I_g \ll I_a$.

Neajunsul mare al schemei Du — Bridge constă în aceea că în general valoarea optimă I_f necesită o modificare mare a tensiunilor celorlalți electrozi față de valorile lor pentru care avem regimul optim ca amplificare, curent de grilă etc. Neajunsul acesta se rezolvă foarte bine cu ajutorul modificării adusă schemei Du — Bridge de către Barth.

Pentru a arăta în ce constă schema Barth, vom relua în fig. 5 caracteristicile $I_a = f_1(I_f)$ și $I_{gk} = f_2(I_f)$. După cum se vede tangentele într-un punct oarecare I_{f1} nu se intersectează pe axa I_f. Dacă însă adăugăm curentului I_a o valoare I', caracteristica $I_a = f_1(I_f)$ se deplasează paralel cu ea însăși pînă ce tangenta în

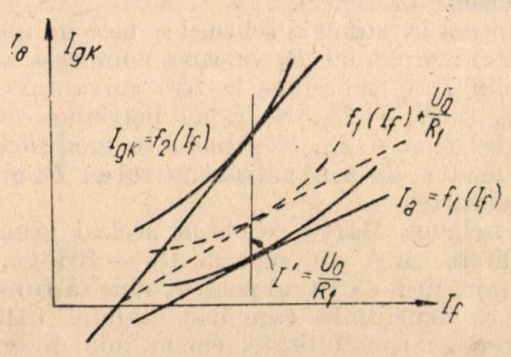


Fig. 5

punctul I_{f1} intersectează axa I_f în același punct cu I_{gk}. Plecînd de la această constatare se poate forma o schemă Du — Bridge, în care să se introducă în circuitul I_a o componentă I' constantă. Unul din aspectele acestei scheme se

arată în fig. 6, iar schema echivalentă a circuitului în fig. 7.

Rezultă imediat că echilibrul punții va avea loc atunci cînd:

$$U_0 + I_a R_1 = I_{gk} R_4 \qquad (4)$$

sau, scris într-o formă analogă cu (1):

$$I_a + \frac{U_0}{R_1} = \frac{R_4}{R_1} \cdot I_{gk} \qquad (5)$$

$\left(\text{evident } \frac{U_0}{R_1} = I'\right)$.

Condiția (3) devine pentru schema aceasta:

$$\frac{\mathrm{d}\left(I_a + \frac{U_0}{R_1}\right)}{\mathrm{d}I_f} = \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{\mathrm{d}I_{gk}}{\mathrm{d}I_f}. \qquad (6)$$

Reglarea schemei Barth se face foarte simplu. După ce se stabilesc tensiunile optime de electrozi se ajustează U_0 cu ajutorul lui R_6 (obișnuit 30 — 50 Ω) pînă la valoarea pentru care $I_g = f(I_f)$ trece printr-un platou (fig. 4). Modificarea valorii R_6 nu schimbă tensiunile prestabilite pe electrozi. Cu privire la R_6 se pot ivi cazuri cînd pentru oricare valoare, stabilitatea sistemului nu se îmbunătățește. — In acest caz trebuie inversate legăturile *xy*.

Un aspect al schemei Barth mai comod în practică se arată în fig. 8 și o realizare a acestei scheme în fig. 9.

Punerea la punct a schemei se face în modul următor: se dă cu R_7 valoarea nominală a curentului I_f și se aduce la zero galvanometrul cu R_1 și $R_3 — R_4$. Se caută porțiunea plată a curbei $I_g = f(I_f)$. Negăsind-o se modifică R_6 și se readuce la zero galvanometrul cu R_9 și așa mai departe.

Cu schema Barth se obține același grad de stabilitate ca și cu schema Du — Bridge, cu avantajul însă că tubul poate fi adus să funcționeze cu tensiunile care dau etajului calități superioare: sensibilitate, curent mic de grilă, durată mai lungă de funcționare fără modificarea caracteristicilor, reglare mai simplă.

Toate cele de mai sus s-au descris pentru tuburi electrometrice speciale, ele sînt însă perfect valabile și pentru tuburile electronice obișnuite în regim electrometric, spre exemplu pentru tuburile ghindă. După cum s-a văzut [5] la acestea din urmă grila supresor îndeplinește funcția de grilă de comandă, iar grila ecran de grilă catodică. Prin urmare se va forma montajul Du — Bridge sau Barth, între anod și grila ecran. Grila cea mai apropiată de catod G_1 se conectează direct la tensiunea corespunzătoare.

In general la tuburile electrometru sau la tuburile electronice în regim electrometric (cu toate tensiunile de alimentare mult scăzute) variația curentului de încălzire are o influență asupra curentului anodic aproximativ de:

$$\frac{\Delta I_a}{I_a} \cdot \frac{I_f}{\Delta I_f} = 3 — 10$$

și în special la tuburile cu catod cu thoriu unde cifra anterioară atinge valoarea 10. In acele cazuri însă, spre exemplu la tuburile ghindă, cînd se poate obține raportul de mai sus la valoare minimă spre exemplu pentru tubul 959 într-un montaj cu alimentarea filamentului apropiată de cea nominală și cînd sensibilitatea montajului inclusiv instrumentul de măsură indicator este mai coborîtă, sau cînd precauțiile de stabilizare a surselor au fost mărite, se poate forma un montaj diferențial între circuitul anodic și cel de filament. In acest caz în fig. 3 și 5, I_{gk} se înlocuiește chiar cu axa I_f. Desigur intervalul de variații I_f pentru care I_a se menține neschimbat, este mai îngust ca

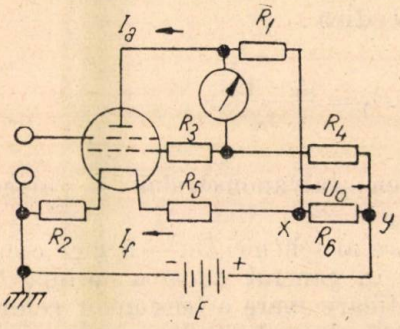


Fig. 6

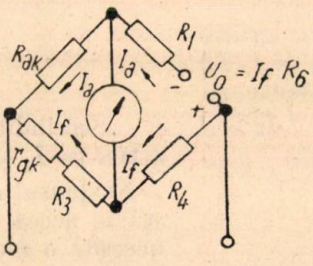


Fig. 7

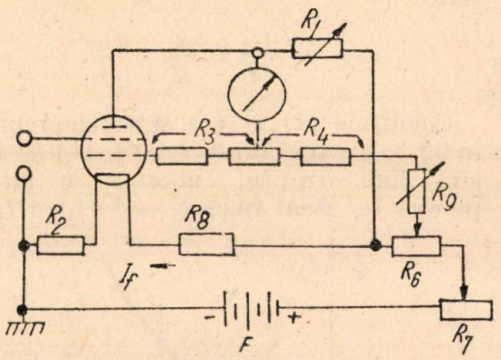


Fig. 8

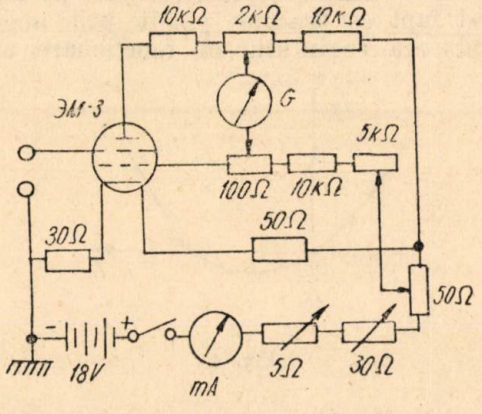


Fig. 9

la schemele anterioare, uneori însă după cum s-a spus mai sus, el este suficient.

In fig. 10 se arată o astfel de schemă executată cu tubul 959 pentru un dozimetru portativ

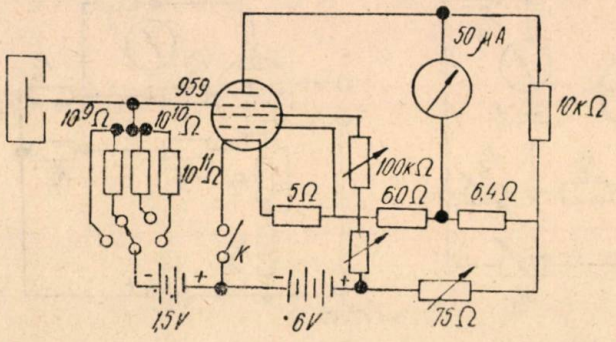


Fig. 10

folosit la măsurarea intensității radiațiilor Roentgen. In această schemă negativarea grilei de comandă G_3 se face cu o baterie specială, fapt care contribuie la mărirea stabilității.

De altfel o schemă analogă se poate întocmi și cu o tetrodă electrometrică (fig. 11, *a*) și

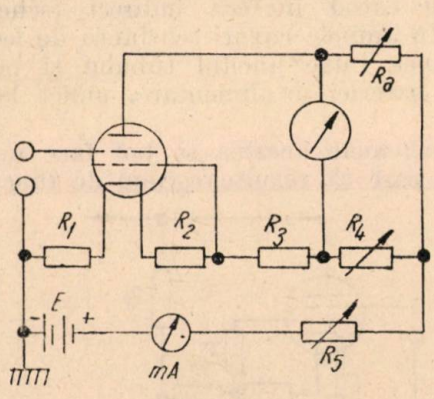


Fig. 11a

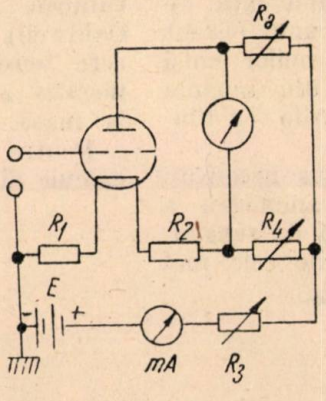


Fig. 11b

chiar cu o triodă electrometrică (fig. 11, *b*), desigur cu aceleași restricții ca și în cazul anterior. — Pentru schema din fig. 11, *b* numită și schema Morton, se stabilește condiția de stabilitate, pornind de la fig. 11, *c*. Anume, se stabilesc relațiile :

$$R_a\, I_a = R_4\, I_f$$

și :

$$(R_i + \mu R_1)\; I_a = (R_2 + R_f + \mu R_1)\, I_f$$

de unde :

$$\frac{R_4}{R_a} = \frac{R_2 + R_f + \mu R_1}{R_i + \mu R_1}. \qquad (7)$$

O variantă a schemelor din fig. 11, *a* și *b* se vede în fig. 12, *a* și *b*, unde E_c este o baterie de compensație în circuitul galvanometrului (de obicei $E_c = 1{,}5$ V). Pentru schema din fig. 12 *b*, condiția de stabilitate se scrie :

$$I_a\, R_a' - I_f\, R_4 = E_c$$

$$R_a(I_a + \Delta I_a) - R_4(I_f + \Delta I_f) = E_c$$

și de aici :

$$R_a = \frac{E_c \cdot \dfrac{\Delta I_f}{\Delta I_a}}{I_a \cdot \dfrac{\Delta I_f}{\Delta I_a} - I_f} \qquad (8\,a)$$

$$R_4 = \frac{E_c}{I_a \cdot \dfrac{\Delta I_f}{\Delta I_a} - I_f}. \qquad (8\,b)$$

Cum $I_a = f_1(I_f)$ este o linie curbă, rezultă și pe această cale că stabilitatea montajelor diferențiale pe circuitul de filament se menține numai pe porțiuni mici în jurul punctului I_f ales, porțiuni pentru care se poate considera raportul $\Delta I_a / \Delta I_f$ constant. Avantajul acestor montaje este acela că se poate obține un regim de funcționare stabil pentru oricare valoare I_f (pornind de la o limită inferioară), fapt ce rezultă imediat de acolo că în orice punct tangenta la curba $I_a = f_1(I_f)$ intersectează axa I_f (fig. 4 și 5) adică îndeplinește condiția de echilibru a punții Wheatstone.

Toate cele de mai sus s-au referit la montajele cu tuburi cu încălzire directă. Cercetările făcute au arătat însă că se pot obține rezultate și mai bune cu tuburile cu

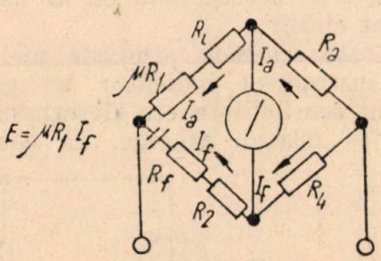


Fig. 11c

catod încălzit indirect. Aceste tuburi prezintă o serie de avantaje importante :

a) Catodul poate fi amplasat simetric față de ceilalți electrozi, astfel că se poate obține mai ușor o corelație între curenții I_a și I_{gk}.

b) Catodul este echipotențial ceea ce are mare importanță dacă ținem seama de tensiunile scăzute pe grila catodică și anod.

c) Tubul este mult mai puțin supus efectului microfonic, deoarece catodul poate fi montat rigid și nu cu resoarte ca în cazul tuburilor cu filament emisiv. Acest fapt evită instabilitatea schemelor datorită vibrațiilor mecanice.

d) Catodul produce o încărcare spațială mult mai mare decît filamentul emisiv, ceea ce mărește mult stabilitatea.

Aceste constatări au determinat modificarea schemelor diferențiale studiate mai sus pentru a face posibilă aplicarea lor tuburilor cu catod încălzit indirect. Rezultatele au fost apreciabile

atît în cazul montajelor monotub cît şi în cazul cu dublă tetrodă electrometrică, mărind stabilitatea de circa 5 ori faţă de aceleaşi scheme cu tuburi încălzite direct.

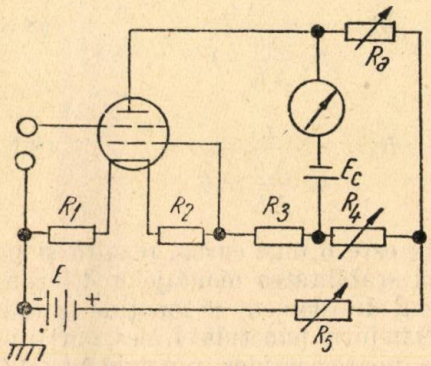


Fig. 12a

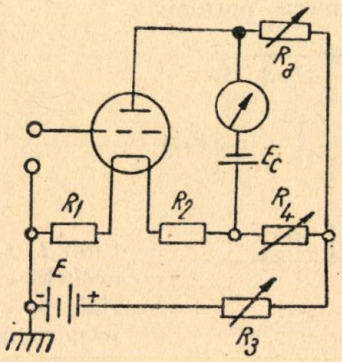


Fig. 12b

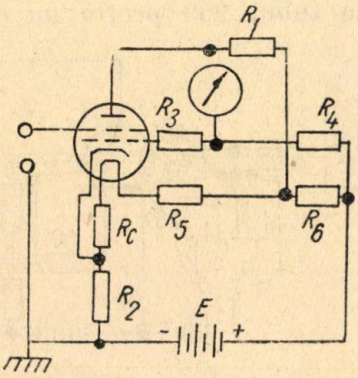


Fig. 13

Ca exemplu dăm în fig. 13 o schemă Barth modificată de Hughes pentru tuburi cu catod încălzit indirect.

In această schemă negativarea tubului se obţine tot din circuitul de încălzire. Rezistenţa R_c are scopul negativării catodului faţă de filament pentru a evita apariţia unui curent de grilă suplimentar, datorat electronilor emişi de filament. Calculul elementelor din schemă se face în acelaşi mod ca la tuburile cu filament emisiv.

Toate schemele studiate mai sus necesitau ca instrument indicator un galvanometru a cărui sensibilitate era determinată de sensibilitatea întregii scheme. In cazurile cele mai fericite poate fi utilizat un microampermetru de tip obişnuit cu sensibilitate de circa 30—50 μA, deviaţie completă. Cum astfel de aparate de precizie sînt scumpe, cum un galvanometru este şi incomod şi cum uneori amplificarea unui singur etaj nu este suficientă, s-au întocmit şi scheme în care tubul electrometric funcţionează ca amplificator de tensiune, putînd fi urmat de alte etaje amplificatoare de curent continuu obişnuite. In acest fel se ajunge la folosirea ca indicator a miliampermetrilor, instrumente mai accesibile şi mai robuste.

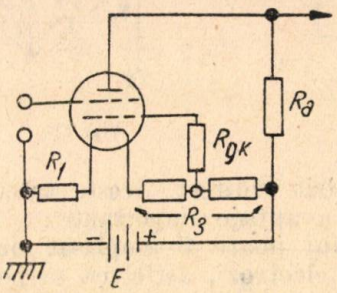


Fig. 14a

Şi în cazul acestor montaje se pune problema stabilităţii etajelor amplificatoare şi în special a etajului de intrare electrometric şi de aceea s-a căutat o schemă astfel întocmită încît variaţia tensiunii între anodul tubului şi un punct anumit din circuitul de filament să nu depindă de valoarea tensiunilor de alimentare şi de emisia catodului.

In fig. 14, *a* se arată o astfel de schemă întocmită pentru un tub cu încălzire indirectă, iar în fig. 14, *b* aceeaşi schemă modificată pentru tuburile cu catod încălzit indirect (schema Caldwell). In ambele cazuri tensiunea de ieşire este tensiunea între anodul tubului şi polul negativ al bateriei de alimentare, punct legat la masă.

Pentru schemele acestea se pot face unele calcule din care să rezulte regimul de funcţionare cu maximum de stabilitate. Astfel, pentru schema din fig. 14 *b*, se poate scrie :

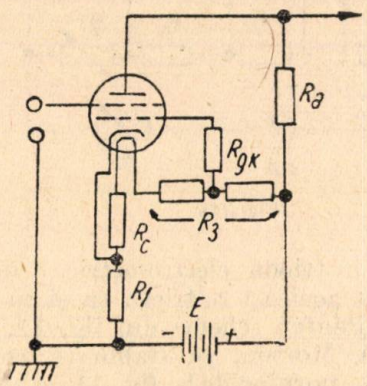


Fig. 14b

$$e_{g1} = -i_f R_1 \tag{9}$$

$$e_{gk} = e_f + i_f (R_c + R_2) - i_{gk} R_{gk} \tag{10}$$

$$e_a = e_f + i_f (R_c + R_3) - i_a R_a \tag{11}$$

$$E = e_f + i_f (R_1 + R_3 + R_c) \tag{12}$$

$$e_0 = i_f R_1 + e_a. \tag{13}$$

Curenţii i_a şi i_{gk} sînt funcţii ale potenţialelor celorlalţi electrozi şi a curentului de încălzire. Din dezvoltarea în serie Taylor a acestor funcţii

și reținerea numai a termenilor de ordinul *I* se obține :

$$\Delta i_a = S_{g1}\Delta e_{g1} + S_f \cdot \Delta i_f + S_{gk} \cdot \Delta e_{gk} + S_a \cdot \Delta e_a \quad (14)$$

unde :

$$S_{g1} = \frac{\partial i_a}{\partial e_{g1}}; \quad S_f = \frac{\partial i_a}{\partial i_f}; \quad S_{gk} = \frac{\partial i_a}{\partial e_{gk}}; \quad S_a = \frac{\partial i_a}{\partial e_a}$$

cît și :

$$\Delta i_{gk} = \sigma_{g1} \cdot \Delta e_{g1} + \sigma_f \cdot \Delta i_f + \sigma_{gk} \cdot \Delta e_{gk} + \sigma_a \cdot \Delta e_a \quad (15)$$

unde :

$$\sigma_{g1} = \frac{\partial i_{gk}}{\partial e_{g1}}; \quad \sigma_f = \frac{\partial i_{gk}}{\partial i_f}; \quad \sigma_{gk} = \frac{\partial i_{gk}}{\partial e_{gk}}; \quad \sigma_a = \frac{\partial i_{gk}}{\partial e_a}$$

De asemenea, din ecuațiile (9), (10) și (11) rezultă :

$$\Delta e_{g1} = -R_1 \Delta i_f \quad (16)$$

$$\Delta e_{gk} = (R_c + R_2 + R_f) \cdot \Delta i_f - R_{gk} \Delta i_{gk} \quad (17)$$

$$\Delta e_a = (R_c + R_3 + R_f) \cdot \Delta i_f - R_a \Delta i_a \quad (18)$$

unde R_f — rezistența filamentului.

Inlocuind în ecuațiile (14) și (15) valorile Δi_a și Δe_{g1} respectiv Δi_{gk} și Δe_{g1} obținute din (16), (17) și (18), rezolvînd în raport cu Δe_a și Δe_{gk} și apoi eliminînd Δe_{gk} între acestea se obține :

$$\Delta e_a = \frac{(1 + \sigma_{gk} R_{gk})[R_c + R_3 + R_f + R_a(S_{g1} R_c - S_f)] - S_{gk} R_a [R_c + R_2 + R_f + R_{gk}(\sigma_{g1} R_c - \sigma_f)]}{(1 + S_a R_a)(1 + \sigma_{gk} R_{gk}) - S_{gk} \sigma_a R_{gk} R_a} \cdot \Delta i_f \quad (19)$$

Din ecuația (13) se deduce condiția de independență a tensiunii de ieșire e_0 de tensiunea bateriei :

$$\Delta e_0 = R_1 \Delta i_f + \Delta e_a = 0 \quad (20a)$$

adică :

$$\Delta e_a = -R_1 \Delta i_f. \quad (20b)$$

Din (20b) și (19) rezultă :

$$(1 + \sigma_{gk} R_{gk}) \cdot [R_c + R_3 + R_f + R_a(S_{g1} R_c - S_f)] - S_{gk} R_a [R_c + R_2 + R_f + R_{gk}(\sigma_{g1} R_c - \sigma_f)] + R_1[(1 + S_a R_a)(1 + \sigma_{gk} R_{gk}) - S_{gk} \sigma_a R_{gk} R_a] = 0. \quad (21)$$

Relațiile (9), (10), (11) și (21) reprezintă un sistem de 4 ecuații cu 6 necunoscute : R_1, R_2, R_3 R_{gk}, R_a, R_c. — Numărul ecuațiilor poate fi mărit la 5, dacă ținem seama că R_c este determinat de polarizarea negativă a catodului față de filament (borna pozitivă) în scopul micșorării curentului de grilă :

$$e_{kf} = R_c i_f - e_f. \quad (22)$$

In acest fel se ajunge prin calcule succesive la o singură ecuație cu două necunoscute. Prin combinații succesive ale acestei perechi de necunoscute se determină experimental cele două valori pentru care se obține stabilitatea optimă. De aici cu ajutorul ecuației (12) se obține și valoarea bateriei *E*.

Făcînd în ecuațiile (9), (10), (11) și (21) $R_c = 0$ se obține un sistem de 4 ecuații cu 5 necunoscute corespunzînd montajul din fig. 14*a*.

Considerăm ca exemplu numeric cazul tubului FP—54. La acest tub se cunosc următoarele [2,4] :

$S_{g1} = 15{,}6 \cdot 10^{-6}$ A/V ; $S_{gk} = 13{,}5 \cdot 10^{-6}$ A/V ;

$S_f = 0{,}0026$; $S_a = 16{,}2 \cdot 10^{-6}$ A/V

$\sigma_{g1} = 8{,}75 \cdot 10^{-6}$ A/V ; $\sigma_{gk} = 65 \cdot 10^{-6}$ A/V ;

$\sigma_f = 0{,}0185$; $\sigma_a = -11 \cdot 10^{-6}$ A/V

$i_a = 34{,}9 \cdot 10^{-6}$ A ; $i_{gk} = 219 \cdot 10^{-6}$ A ; $e_f = 2{,}47$ V ;

$R_f = 25\ \Omega$

$e_a = 6$ V ; $e_{gk} = 4$V ; $e_{g1} = -4$V ; $i_f = 0{,}09$ A.

Din ecuațiile (9), (10) și (11) rezultă :

$$R_1 = 44{,}4\Omega$$

$$R_{gk} = 411\ R_2 - 6990$$

$$R_a = 2580\ R_3 - 101.000$$

și înlocuind în (21) :

$$R_2 = \frac{7{,}62\ R_3 - 371}{0{,}19\ R_3 - 3{,}62}.$$

Dînd diferite valori lui R_3 se pot calcula toate mărimile care intervin în schemă. Experimental se verifică apoi care grup de valori este cel optim. Astfel sînt arătate în fig. 15 o serie de curbe ridicate pentru următoarele valori ale pieselor :

A : $R_3 = 70\ \Omega$; $R_{gk} = 0$; $R_2 = 17\ \Omega$; $R_a = 92{,}5 \cdot 10^3\ \Omega$

B : $R_3 = 75\ \Omega$; $R_{gk} = 1430\ \Omega$; $R_2 = 20{,}5\ \Omega$; $R_a = 92{,}5 \cdot 10^3\ \Omega$

C : $R_3 = 100\ \Omega$; $R_{gk} = 4310\ \Omega$; $R_2 = 27{,}5\ \Omega$; $R_a = 157 \cdot 10^3\ \Omega$

D : $R_3 = 400\ \Omega$; $R_{gk} = 9350\ \Omega$; $R_2 = 39{,}6\ \Omega$; $R_a = 931 \cdot 10^3\ \Omega$.

După cum se observă situația cea mai bună corespunde curbei *A*, adică situației $R_{gk} = 0$, iar cea mai proastă curbei caracterizate prin R_a foarte mare. Față de cele spuse la începutul articolului se constată că situația de amplificare și liniaritate optimă (cu $R_a \gg R_i$) nu corespunde cu situația de stabilitate optimă.

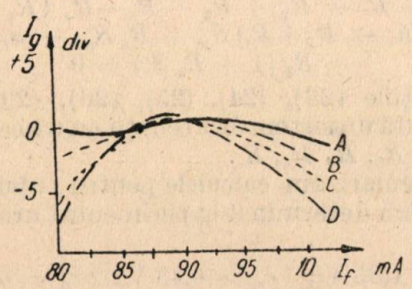


Fig. 15

Tinînd seama de observația de mai sus (stabilitate maximă pentru $R_{gk} = 0$) ne propunem să întocmim o schemă analogă pentru un tub ghindă cu încălzire indirectă în montaj electro-

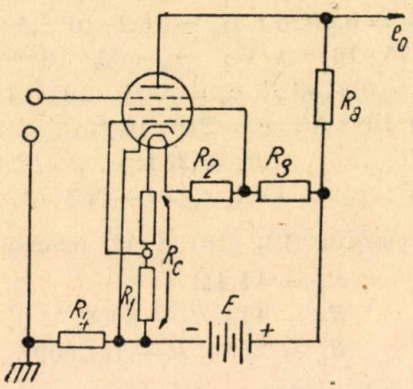


Fig. 16

metric (fig. 16). De la început luăm $R_{gk} = R_{g1} = 0$. Se formează următorul sistem de ecuație :

$$e_{g3} = -R_4 i_f \quad (23)$$
$$e_{g1} = R_1 i_f \quad (24)$$
$$e_{g2} = e_f + i_f (R_c + R_2) \quad (25)$$
$$e_a = e_f + i_f (R_c + R_2 + R_3) - i_a R_a \quad (26)$$
$$E = e_f + i_f (R_c + R_2 + R_3 + R_4) \quad (27)$$
$$e_0 = e_a + i_f R_4 \quad (28)$$
$$e_{kf} = R_c i_f - e_f. \quad (29)$$

De asemenea :

$$\Delta i_a = S_{g1} \Delta e_{g1} + S_{gk} \Delta e_{gk} + S_{g3} \Delta e_{g3} + S_f \Delta i_f + S_a \Delta i_a$$

unde : (30)

$$S_{g1} = \frac{\partial i_a}{\partial e_{g1}} ; \quad S_{gk} = \frac{\partial i_a}{\partial e_{gk}} ; \quad S_{g3} = \frac{\partial i_a}{\partial e_{g3}} ; \quad S_f = \frac{\partial i_a}{\partial i_f} ;$$

$$S_a = \frac{\partial i_a}{\partial e_a}.$$

Din ecuațiile (23), (24), (25), (26), ca și în cazul precedent se deduc

$$\Delta e_{g1}, \ \Delta e_{gk}, \ \Delta e_{g3}, \ \Delta e_a$$

și înlocuind în (30) ; ținînd seama și de condiția de stabilitate ;

$$\Delta e_0 = \Delta e_a + R_4 \Delta i_f = 0$$

se obține :

$$R_f + R_c + R_2 + R_3 + R_4 - R_a [R_1 S_{g1} + (R_c + R_2 + R_f) S_{gk} + R_4 S_{g3} + S_f] + R_4 (1 + R_a S_a) = 0 \quad (31)$$

Ecuațiile (23), (24), (25), (26), (29) și (31) reprezintă un sistem de 6 ecuații cu 6 necunoscute $R_1, R_2, R_3, R_4 R_a, R_c$.

Particularizăm calculele pentru tubul 6 J 1 J la care am determinat experimental următoarele date :

$$e_{g1} = 1{,}35 \text{ V} ; \quad e_{gk} = 6{,}45 \text{ V} ; \quad e_a = 6{,}45 \text{ V} ;$$
$$e_{g3} = -2 \text{ V} ; \quad e_f = 3 \text{ V}$$
$$i_{g1} = 180 \ \mu\text{A} ; \quad i_{gk} = 150 \ \mu\text{A} ; \quad i_a = 74 \ \mu\text{A} ;$$
$$i_f = 103 \text{ mA}$$
$$S_{g1} = 30 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} ; \quad S_{gk} = 15 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} ;$$
$$S_a = 17{,}7 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} ; \quad S_{g3} = -50 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} ;$$
$$S_f = 0{,}003$$

Din ecuațiile (23) (24) și (25) se obțin :

$$R_4 = 19{,}4 \ \Omega$$
$$R_1 = 13{,}1 \ \Omega$$
$$R_c + R_2 = 33{,}5 \ \Omega$$

de asemenea, din (25) și (26) se deduce :

$$\frac{R_a}{R_3} = \frac{I_f}{I_a} = 1{,}39 \cdot 10^3$$

Substituind rezultatele obținute în (31) se obține :

$$R_3 = 31{,}7 \ \Omega$$

și de aici : $R_a = 44\,000 \ \Omega$

$$E = 11{,}7 \text{ V}.$$

Dacă $e_{gk} = 0{,}45$ V rezultă : $R_c = 33{,}5 \ \Omega$; $R_2 = 0$.

Cu aceste rezultate s-a executat montajul

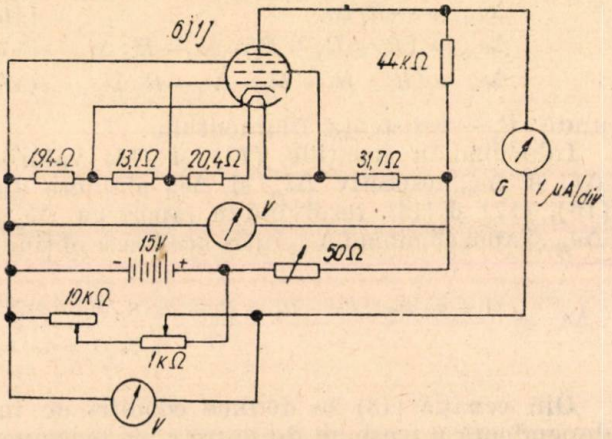


Fig. 17

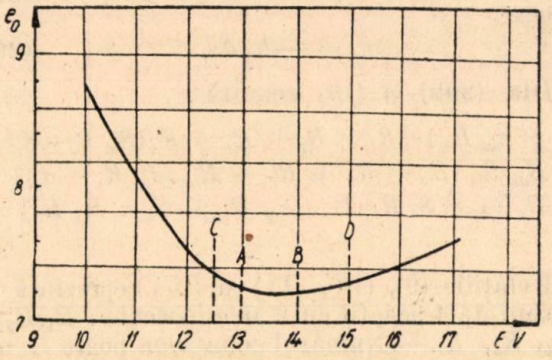


Fig. 18

experimental din fig. 17. In fig. 18 s-a trasat curba $e_0 = f(E)$ obținută.

Se constată următoarele :

a) Dacă luăm ca valoare medie $E = 13{,}5$ V pentru o variație $\frac{\Delta E}{E} = \pm 3{,}7\%$ rezultă o variație $\frac{\Delta e_0}{e_0}$ practic nulă.

b) Dacă luăm ca valoare medie $E = 13{,}75$ V, pentru o variație $\frac{\Delta E}{E} = \pm 9\%$ rezultă o variație $\frac{\Delta e_0}{e_0} = 1{,}4\%$.

De aici se pot deduce următoarele :

a) In cazul cînd este necesar ca electrometrul să aibe o stabilitate ridicată pentru variații ale sursei de $\pm 20\%$ este suficientă folosirea unei surse stabilizate cu un coeficient de stabilizare de numai 10, valoare care se poate obține cu cea mai mare ușurință. Mai mult, alimentarea schemei poate fi făcută cu un stabilizator de tip ferorezonant și în cazul cînd coeficientul de stabilizare al acestuia are o valoare de minimum 30, stabilitatea electrometrului se menține și pentru variații ale frecvenței rețelei de $\pm 1\%$.

b) In cazul cînd variațiile rețelei se mențin în limitele $\pm 9\%$ și electrometrul este construit pentru o clasă de precizie mai scăzută, stabilizatorul poate lipsi complet din schemă. Totuși nu indicăm aceasta deoarece, în general, pe rețea există și șocuri de tensiune nu numai variații lente, ori, aceste șocuri se manifestă dăunător atît din cauza inerției montajului (variația rezistenței filamentului, variația încălzirii catodului și deci a emisiei) cît și din cauza faptului că un șoc de tensiune în circuitul de încălzire modifică uneori regimul de emisie al tubului pentru un timp foarte lung, putînd modifica valoarea e_0 = constant fixată anterior.

Desigur că problema stabilizării trebuie luată în considerare și în legătură cu etajele amplificatoare următoare.

Ceea ce trebuie de observat este că în cazul pentodei ghindă nu există pentru cele 6 necunoscute decît o singură soluție posibilă, ceea ce face ca schema să poată fi reglată foarte ușor. Se face montajul cu valorile calculate și se stabilește prin încercări (cu ajutorul reostatului de 50 ohmi) valoarea E pentru care schema este stabilă. Nepotrivirea între valoarea E calculată și cea determinată experimental poate surveni printre altele de la neexactitatea valorilor parametrilor S_{ij} din necunoașterea modului de variație a acestora cu tensiunile de alimentare, cît și de la faptul că valoarea R_i este funcție de E. De altfel aceasta din urmă face ca montajul să prezinte și o oarecare inerție la modificarea bruscă a tensiunii de alimentare.

Pentru completarea descrierii dăm și alte cîteva caracteristici ale electrometrului studiat :

a) coeficient de amplificare în tensiune :

$$A = 0{,}8;$$

b) liniaritate bună cu tensiunea de comandă pe G3 între limitele :

$$-U_{g3} = 1{,}5—2\text{V}$$

precum și :

$$-U_{g3} = 2—2{,}5\ \text{V};$$

c) valorile rezistențelor din schemă nu cer confecționarea lor cu prea mare precizie. Erorile respective se traduc printr-o modificare a tensiunii E;

d) curenții de grilă măsurați anterior [5] sînt de ordinul 10^{-13}A. Potențialul grilei libere are valoarea $U_{g1} = -1{,}25$V.

La toate schemele de mai sus, care utilizează tubul în montajul cu stabilitate ridicată, se pune o aceeași problemă : nepotrivirea caracteristicilor diferitelor exemplare din același tip de tub care face ca înlocuirea tubului să însemne modificarea valorilor schemei. Dacă se subalimentează filamentul și se prevede posibilitatea reglării rezistențelor din schemă practic problema înlocuirii tubului se va pune destul de rar (mai ales la aparatele de laborator), totuși, de fiecare dată reglarea aparatului trebuie făcută de un specialist, reglare precedată desigur de măsurarea experimentală a mărimilor S_{ij}.

In încheiere este cazul să arătăm că dacă pentru un aparat industrial este suficientă o stabilizare a surselor de alimentare astfel ca să se coboare variațiile rețelei de $\pm 10\%$ la $\pm 1\%$, pentru un aparat de laborator sau industrial cu funcționare permanentă (automatizare) este foarte utilă executarea unei scheme cu stabilitate ridicată de tipul celor studiate. Aceasta face ca stabilizarea de mai sus să devină suficientă și în plus prezintă o bună stabilitate și în legătură cu modificările interne ale tubului electrometric însuși.

Bibliografie

[1] *Bonci — Bruevici A. M.* : Utilizarea lămpii electronice în fizica experimentală, Moscova, 1955.

[2] *Schintelmeister I.* : Lampa electronică, aparat pentru măsurători fizice, Moscova, 1949.

[3] *Jarwood J. și Le Croissette D. H.* : D. C. Amplifiers, partea a II-a, Electronic Engineering, februarie 1954.

[4] *Berleev G. I.* : Amplificatori de curent continuu, Uspehi fiziceschih nauk, vol XLIX, 1 ianuarie 1953.

[5] *Herșcovici H.* : Unele probleme cu privire la utilizarea tubului electronic în aparate electrometrice industriale Electrotehnica, nr. 2 februarie 1956.

ПРОБЛЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕКТРОМЕТРОВ

Резюме

Приводятся разные схемы используемые в электронных электрометрах для увеличения стабилизации с разными источниками питания и разными внутренными параметрами. Действительно только для электронных ламп типа жолудь. Приводятся экспериментальные данные усилителя напряжения с электронной лампой типа жолудь с повышенной стабилизацией.

PROBLEME DER STABILITÄT DER ELEKTRONISCHEN ELEKTROMETER

Zusammenfassung

Es werden verschiedene, bei den elektronischen Elektrometer angewendete Schaltungen, für die Erhöhung der Stabilität bei Variationen der Speisungsquelle und der Innenparameter dargestellt. In Besonderen werden Minimumröhren vorgezeigt. Sodann werden die Versuchsergebnisse der Schaltung eines Spannungsverstärkers mit Minimumröhre und hoher Stabilität dargestellt.

Stabilirea pe cale variațională a ecuațiilor liniilor

Prof. ing. EDM. NICOLAU

621.372.2 : 517.9

In fizica teoretică se utilizează în mod sistematic metodele variaționale pentru studierea anumitor fenomene. In electricitate se știe că ecuațiile lui Maxwell pot fi deduse dintr-un lagrangean convenabil ales, care în cazul de față este chiar invariantul lui Larmor

$$\mathcal{L} = \frac{1}{2}\mathbf{H}\mathbf{B} - \frac{1}{2}\mathbf{E}\mathbf{D}. \tag{1}$$

Din acest invariant ecuațiile lui Maxwell se deduc utilizînd ecuațiile lui Euler-Lagrange :

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \varphi^{(j)}} - \frac{\partial}{\partial x^i}\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\frac{\partial \varphi^{(j)}}{\partial x^i}}\right) = 0 \tag{2}$$

lagrangeanul $\mathcal{L}$ fiind funcție de n funcții necunoscute $\varphi^{(j)}$ și de m variabile x^i și de derivatele funcțiior $\varphi^{(j)}$ față de variabilele x^j :

$$\mathcal{L} = \mathcal{L}\left(x^1 \ldots, x^m ; \varphi^{(1)}, \ldots, \varphi^{(n)}, \frac{\partial \varphi^{(1)}}{\partial x^1} \frac{\partial \varphi^{(2)}}{\partial x^2}, \ldots, \frac{\partial \varphi^{(n)}}{\partial x^m}\right) \tag{3}$$

Pentru a se obține ecuațiile lui Maxwell pe această cale variațională — ecuațiile (2) — unde s-a utilizat convenția de sumare a indicilor muți — se exprimă cîmpurile și lagrangeanul în funcție de potențialele $\mathbf{A}$ și U :

$$\mathbf{E} = -\nabla U - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \tag{4}$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$$

Un calcul relativ simplu permite apoi a se stabili ecuațiile lui Maxwell.

Evident din ecuațiile lui Maxwell se pot deduce orice alte ecuații corespunzînd altor fenomene macroscopice în care nu intervin proprietățile constituției materiei, deci și ecuațiile liniilor lungi, ecuații cunoscute sub numele de ecuațiile telegrafiștilor. Scopul acestei note este de a da o deducere directă a ecuațiilor liniilor, dintr-un lagrangean convenabil ales. Aceasta va pune în evidență și anumite proprietăți ale liniilor.

2. Pentru a deduce pe cale variațională ecuațiile liniilor, se va adopta un procedeu identic cu cel utilizat în cazul ecuațiilor lui Maxwell. In primul rînd se reamintește că starea liniei este determinată de două funcții necunoscute, i și u, curentul în linie și tensiunea între firele liniei. Atît i cît și u sînt funcții de timpul t și de distanța x măsurată de-a lungul axei liniei. Linia este determinată de patru constante primare și anume : inductanța pe unitatea de lungime L, capacitatea pe unitatea de lungime C, rezistența pe unitatea de lungime R și conductanța pe unitatea de lungime G. In general, aceste patru mărimi pot varia atît cu t cît și cu x și pot prezenta fenomene ereditare, valoarea lor la un un anumit moment depinzînd de toate valorile cîmpului dintre fire, în toate momentele anterioare celui considerat. Evident că în practică se consideră de cele mai multe ori cazul cel mai simplu al unei linii cu mărimile primare constante absolute. Există însă studii atît asupra liniilor cu constante primare variabile cu x, asupra celor cu constante variabile în timp, cît și asupra liniilor ce prezintă fenomene ereditare. De asemenea există studii asupra liniilor n — filare.

In cazul de față se va studia numai cazul liniilor bifilare, cazul general putînd fi dedus simplu pe aceeași cale. De asemenea în primul rînd se va considera cazul simplu al liniei cu parametrii primarii constante absolute. In acest caz, ca lagrangean se ia funcția :

$$\mathcal{L} = \frac{1}{2} L i^2 - \frac{1}{2} C u^2. \tag{6}$$

Această formă corespunde lagrangeanului din mecanică și invariantului lui Larmor, deoarece se știe că, în general, lagrangeanul este egal cu diferența dintre energia cinetică și cea potențială. Asimilîndu-se energia cinetică cu energia magnetică și cea potențială cu cea electrică, se obține atît invariantul lui Larmor, cît și lagrangeanul (6).

Pentru a trece mai departe este necesar să se aleagă potențialele. Se observă că deoarece i este un curent, se poate alege ca potențial sarcina q, legată de i prin relația :

$$i = \frac{\partial q}{\partial t}. \tag{7}$$

Notînd cu u tensiunea dintre fire, cu C capacitatea între fire în punctul considerat, cu Q sarcina pe unitatea de lungime în punctul considerat, se poate scrie că pentru o porțiune foarte scurtă de linie Δx, sarcina este Δq, iar capacitatea dintre fire, pe lungimea respectivă este $C\,\Delta x$. De unde se deduce :

$$u = -\frac{\Delta q}{C \Delta x} \tag{8}$$

sau trecînd la limită :

$$u = -\frac{1}{C}\frac{\partial q}{\partial x}. \tag{9}$$

In funcție de acest potențial lagrangeanul (6) se scrie :

$$\mathcal{L} = \frac{1}{2} L \left(\frac{\partial q}{\partial t}\right)^2 - \frac{1}{2}\frac{1}{C}\left(\frac{\partial q}{\partial x}\right)^2. \tag{10}$$

Se observă că în funcție de potențialul q, lagrangeanul ales este funcție explicită numai de derivatele lui q în raport cu x și t, deci ecuațiile Euler-Lagrange capătă o expresie mai simplă, derivatele lui $\mathcal{L}$ în raport cu x, cu t și cu q fiind nule :

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial x} = 0 \quad \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial t} = 0 \quad \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q} = 0 \tag{11}$$

Scriind ecuațiile (2) în cazul de față se obține :

$$\frac{\partial}{\partial t}\left(L \frac{\partial q}{\partial t}\right) - \frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{C}\frac{\partial q}{\partial x}\right) = 0. \tag{12}$$

Ținînd seama de (7) și (9) această ecuație devine :

$$\frac{\partial}{\partial t}(Li) = -\frac{\partial u}{\partial x}. \tag{13}$$

Eliminînd pe q între (7) și (9) se obține o a doua ecuație :

$$\frac{\partial}{\partial t}(Cu) = -\frac{\partial i}{\partial x}. \tag{14}$$

Sistemul (13), (14) formează așa numitul sistem de ecuații ale telegrafiștilor corespunzînd liniilor fără pierderi.

3. In mod simetric cu potenţialul q se poate utiliza un alt potenţial φ, în funcţie de care u şi i se exprimă prin relaţiile :

$$u = -\frac{\partial \varphi}{\partial t} \tag{15}$$

respectiv

$$i = \frac{1}{L}\frac{\partial \varphi}{\partial x} . \tag{16}$$

Este clar că acest potenţial corespunde unui flux. Relaţia (15) este legea inducţiei, iar (16) se poate interpreta de asemenea simplu, variaţia fluxului pe unitatea de lungime este egală cu produsul dintre curentul în linie şi inductanţa pe unitatea de lungime.

In noul potenţial lagrangeanul devine :

$$\mathcal{L} = \frac{1}{2}\frac{1}{L}\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)^2 - \frac{1}{2} C \left(\frac{\partial \varphi}{\partial t}\right)^2 . \tag{17}$$

Şi acest lagrangean este funcţie tot numai de derivatele funcţiei necunoscute :

$$\mathcal{L} = \mathcal{L}\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}, \frac{\partial \varphi}{\partial t}\right) \tag{18}$$

deci ecuaţiile (2) se scriu simplu, obţinîndu-se :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{L}\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right) - \frac{\partial}{\partial t}\left(C\frac{\partial \varphi}{\partial t}\right) = 0 \tag{19}$$

Făcînd înlocuirile (15) — (16) ecuaţia (19) devine :

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -\frac{\partial}{\partial t}(Cu). \tag{20}$$

Eliminînd pe φ între (15) şi (16) se obţine a doua ecuaţie :

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -\frac{\partial}{\partial t}(Li). \tag{21}$$

Deci şi prin utilizarea potenţialului φ se obţine sistemul dorit.

4. Calculul de mai sus permite a se face cîteva observaţii generale.

O primă observaţie este aceea că ecuaţiile (13), (14), respectiv (20), (21) sînt ecuaţii generale, în sensul că permit studierea fenomenelor din liniile fără pierderi în condiţii generale. Astfel plecînd de la ele se poate studia linia neuniformă ca şi cea uniformă, linia cu parametrii variabili în timp ca şi cea cu parametrii constanţi în timp.

O a doua observaţie se leagă de faptul că se pot utiliza două potenţiale pentru efectuarea calculului. Aceste două potenţiale sînt q şi φ, sarcina şi fluxul. Aceste două mărimi sînt mărimile fundamentale ale sistemului dimensional Kalantaroff. Apare astfel o dată mai mult problema mărimilor simetrice şi a sistemelor simetrice.

Trebuie menţionat, de altminteri, că în cazul cîmpurilor electromagnetice în medii nedisipative şi în regiuni lipsite de curenţi de conducţie, în general în toate regiunile în care densitatea de curent $\mathbf{J}$ este nulă, şi cîmpurile electromagnetice permit utililizarea unor antipotenţiale, în funcţie de care mărimile de cîmp se exprimă invers decît se exprimă $\mathbf{E}$ şi $\mathbf{B}$ în funcţie de $\mathbf{A}$ şi U.

Astfel se pleacă de la ecuaţia :

$$\nabla \mathbf{D} = 0 \tag{22}$$

care exprimă legea lui Gauss, şi de la legea circuitului magnetic

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} . \tag{23}$$

Avînd în vedere identitatea vectorială :

$$\nabla (\nabla \times \mathbf{V}) = 0 \tag{24}$$

unde $\mathbf{V}$ este un vector arbitrar, rezultă că (22) permite a se lua

$$\mathbf{D} = \nabla \times \mathbf{A}'. \tag{25}$$

Introducînd această expresie în (23) se obţine :

$$\nabla \times \left(\mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{A}'}{\partial t}\right) = 0 . \tag{26}$$

Ţinînd seamă de identitatea vectorială

$$\nabla \times (\nabla \mathbf{K}) = 0 \tag{27}$$

(26) permite a se scrie :

$$\mathbf{H} = \nabla U' + \frac{\partial \mathbf{A}'}{\partial t} . \tag{28}$$

Potenţialele U' şi $\mathbf{A}'$ sînt bine cunoscute din teoria cîmpului electromagnetic, unde sînt numite antipotenţiale.

Deci şi în cazul liniilor se regăseşte un rezultat analog. menţinîndu-se paralelismul dintre cîmpuri şi fenomenele pe linii.

In fine, ultima observaţie se leagă de faptul că recunoscînd ecuaţiile (13) — (14) respectiv (20) — (21) ca valabile, rezultă că implicit funcţionala

$$I(\mathcal{L}) = \int_{x_0}^{x_1}\int_{t_0}^{t_1}\left(\frac{1}{2}Li^2 - \frac{1}{2}Cu^2\right) dx\, dt \tag{29}$$

este un extremum pentru distribuţia reală de tensiuni şi curenţi pe linie, variaţiile fiind luate astfel încît tensiunile şi curenţii la extremităţile liniei sînt menţinute constante.

Sub o altă formă, $I(\mathcal{L})$ se poate pune sub forma :

$$I(\mathcal{L}) = \int_{x_0}^{x_1}\int_{t_0}^{t_1}(T - U)\, dx\, dt \tag{30}$$

T fiind densitatea de energie magnetică, iar U densitatea de energie electrică în linie.

Evident că acest rezultat era de aşteptat şi este în perfect acord cu un rezultat general valabil pentru cîmpurile electromagnetice nedisipative.

5. In concluzie, ecuaţiile telegrafiştilor corespunzînd liniilor nedisipative se pot stabili printr-o metodă variaţională, alegînd lagrangeanul ca fiind egal cu diferenţa dintre densitatea de energie magnetică şi densitatea de energie electrică a liniei.

Calculul arată, de asemenea, că distribuţia de tensiuni şi curenţi pe liniile considerate este astfel încît diferenţa dintre energia magnetică şi cea electrică a liniei este un extrem pentru distribuţia reală de tensiuni şi curenţi din linie.

Bibliografie

[1] *Teodorescu N.* : Curs de ecuaţiile fizicii matematice. Curs litografiat, Bucureşti, 1953—54, pag. 281.

[2] *Ivanenki D.* şi *Sokolov A.* : Klassiceskaia teoriia poliia, Gostehizdat, Moscova-Leningrad, 1951.

[3] *Landau L.* şi *Liţşiţ E.* : Teoriia poliam OGHIZ, Moscova-Leningrad, 1948.

[4] *Vasilache S.* : Studii şi cercetări matematice, vol. III, nr. 3—4, iulie-decembrie, 1952, pag. 295.

[5] *Nicolau Edm.* : Buletin ştiinţific, Secţiunea de ştiinţe matematice şi fizice, t. IV, nr. 4, oct.-nov.-dec., 1952, pag. 739.

[6] *Nicolau Edm.* : Studii şi cercetări de fizică, t. V. nr. 1—2, ian.-iunie, 1954, pag. 95.

[7] *Nicolau Edm.* : Electrotehnica, vol. III, nr. 7, iulie 1955, pag. 268.

PILA IN MINIATURĂ DE INALTĂ TENSIUNE

621.353.027.252

Acest nou tip de pilă electrică s-a obținut prin modificări aduse pilei „Zamboni" cunoscută mai de mult. Pila Zamboni se compune dintr-o foaie de staniu și una de hîrtie îmbibată cu clorură de zinc și acoperită pe una din fețe cu bioxid de mangan. Suprapunîndu-se mai multe elemente de acestea, se obțin tensiuni ridicate la o grosime mică a pilei. Pentru a avea o durată mare, aceste pile trebuiau să fie foarte uscate ceea ce le dădea o rezistență internă excesiv de mare.

Intrucît este bine ca pila să aibă o rezistență internă cît mai mică, trebuie ca între elemente să existe o oarecare umiditate. Pentru a proteja fața de staniu care se află în contact cu bioxidul de mangan, s-a adăugat pilei Zamboni o catodă de hîrtie impregnată cu grafit, impermeabilă.

Articolul dă indicații tehnico-constructive asupra anodului, electrolitului și depolarizantului.

Cuplul electrochimic utilizat dezvoltă o f.e.m. de circa 1,1 V. Elementele decupate și numărate sînt asamblate într-un tub de dimensiuni convenabile (15 mm) și furnizează tensiuni de circa 200 — 250 V.

(Din *L'Onde Electrique*, martie-aprilie 1955, *P. Bristeau*).

M.B.

AXELE ELECTRICE IN REGIM STATIC

621.34.072.9—578.3

In presupunerea că principiul general al axului electric este cunoscut, autorul dezvoltă o metodă de calcul pentru alegerea motoarelor de inducție cu rotor bobinat care compun axul electric și în continuare determină proprietățile principale ale acestor mașini.

Studiul se referă la funcționarea axului electric cu două motoare identice, alimentate în trifazat, în regim staționar adică la alunecarea constantă.

Autorul expune tipurile de axe electrice cele mai frecvent întîlnite:

a) ax electric de compensare; compus din două motoare principale și două motoare avînd rolul de selsinuri; acest tip de ax electric este utilizat la poduri rulante;

b) ax electric de lucru, compus dintr-un motor principal și două selsinuri, utilizat frecvent la mașinile de ridicat;

c) ax electric de compensare simplificat, compus din două motoare avînd rolul de selsinuri; aplicarea acestui din urmă procedeu, mai restrîns din cauza gradului redus de disimetrie, este întîlnită în industria textilă, la unele mașini-unelte etc.

După stabilirea ecuațiilor fundamentale ale locului geometric al vectorului de curent, pentru tipurile de ax expuse mai sus, autorul dezvoltă calculul cuplurilor și al stabilității statice ca și al schimburilor de energie în regim staționar. Autorul dă un exemplu de calcul pentru determinarea stabilității statice, pentru axul electric de compensare cu două selsinuri identice (putere ca motor de inducție ≈ 11 CP; $2p = 4$; $f = 50$ Hz).

De asemenea pentru determinarea cuplurilor și repartiții de puteri în regim staționar, sînt expuse scheme cu indicația cuplurilor și repartiția de puteri pentru axul electric de compensare și cel de lucru, pentru diverse valori ale alunecărilor selsinurilor ($s > 1$; $0 < s < 1$ și $s < 0$).

In continuare este tratată stabilirea caracteristicilor motoarelor pentru cele trei tipuri de axe electrice cu considerații asupra: sensului de rotație în raport cu cîmpul învîrtitor, numărului de poli, încălzirii, decalajului unghiular, funcționării dinamice, calculului selsinurilor. Problemele puse de stabilitatea dinamică a axului ca și indicații pentru calculul selsinurilor sînt expuse în anexa I. In anexa II, autorul abordează cazul axului electric compus din motoare de inducție de tipuri diferite, considerînd cazul general a două motoare de tip diferit ca și axul electric de compensare cu trei motoare diferite. Pentru aplicarea practică a ecuațiilor sînt date două exemple pentru un ax electric de compensare: (a) cu două mașini de tip „foarte" diferit și (b) cu două mașini de tip „puțin" diferit.

Studiul este urmat de o bogată bibliografie.

(Din *„Revue Générale de l'Électricité"*, vol. 64, nr. 12/1955. Dr. Ing. *Ferruccio Jalla*).

M. P.

PRESCRIPȚII PENTRU TRANSFORMATORI (Proiect)

621.314 2(083.13)

Proiectul de prescripții pentru transformatori se referă la transformatori, autotransformatori și bobine de inductanță monofazate și trifazate.

După indicarea domeniului de aplicare a prescripțiilor, definirea diverselor noțiuni asupra transformatorilor, indicarea diverselor regimuri nominale de funcționare, definirea încălzirii și a claselor de izolație după rezistența lor la căldură, proiectul tratează despre încercările la încălzire, verificarea rezistenței izolației și încercarea la rigiditatea dielectrică, determinarea randamentului, a pierderilor, a tensiunii și curentului de scurtcircuit. In continuare, se dau grupele de conexiuni ale transformatorilor, condițiile de punere în paralel și toleranțele admise.

Incercarea la impuls de tensiune. Această încercare de tip se face numai transformatorilor în ulei, cu tensiuni de lucru peste 45 kV.

Tensiunea de impuls se aplică la un capăt al înfășurării fiecărei faze în parte, celălalt capăt al înfășurării de încercat fiind legat la pămînt direct, sau prin intermediul unei rezistențe foarte mici, în cazul în care se măsoară curentul de scurgere la pămînt. In prescripții se indică diversele moduri de aplicare a tensiunii și în cazuri mai complicate.

Valorile tensiunii de încercare sînt date în conformitate cu recomandările Comisiei Electrotehnice Internaționale (C.E.I.) pentru coordonarea izolațiilor, conform tabelei 1.

Fiecărei înfășurări i se aplică trei impulsuri pozitive și trei negative cu undă plină normală 1/50.

Tabela 1

Valorile tensiunii de impuls de încercare după C.E.I.

Tensiunea maximă a rețelei kV	Tensiunea de încercare de impuls cu undă 1/50 pozitivă și negativă kV (valoare de vîrf)	
3,6	45	
7,2	60	
12	75	
17,5	95	
24	125	
36	170	
52	250	
72,5	325	
	Izolament normal kV (valoare de vîrf)	Izolament redus kV (valoare de vîrf)
100	450	380
123	550	450
145	650	550
170	750	650
245 [2])	1 050	900[1])
420	—	1 450

[1]) Această valoare n-a fost încă fixată internațional.

[2]) In cazul punerii directe la pămînt a punctului neutru această tensiune poate să fie urcată pînă la 275 kV, pentru moment, cu condiția să se utilizeze material pentru izolament complet.

Incercările preliminare necesare etalonării generatorului se fac cu o tensiune redusă la 60—50 % din cea de încercare. Se ridică două oscilograme pentru fiecare polaritate, una cu transformatorul în circuit și alta fără el în circuit. Din aceste două oscilograme se poate deduce căderea de tensiune în

transformator. Distanța dintre sferele eclatorului de măsură se reglează astfel ca să fie corespunzătoare unei tensiuni egale cu suma dintre tensiunea de încercare și căderea de tensiune în transformator determinată la încercarea preliminară. Se reglează apoi generatorul de impuls la tensiunea de 50% din tensiunea de amorsare la impuls a eclatorului de măsură, fără ca transformatorul de încercat să fie în circuit, după care se trece la încercarea de impuls propriu-zisă cu transformatorul racordat despărțind puțin sferele eclatorului.

Eventualele defecte se localizează după cum urmează:

1. Defectele mari prin apariția bulelor de gaze.

2. Defecte mici prin detectarea celor mai mici zgomote chiar a celor imperceptibile auditiv cu ajutorul transformatorului electroacustic.

3. Conturnările sau străpungerile la pămînt pun constatarea de variații în alura tensiunii de impuls la borna la care este aplicată.

4. Scurtcircuite între spire prin:

a) variații în alura curentului de impuls de scurgere la pămînt pentru înfășurarea căreia i se aplică tensiunea de impuls:

b) variații în alura tensiunii de impuls la o bornă care nu este pusă direct la pămînt, a uneia din înfășurările căreia nu i s-a aplicat tensiunea de impuls.

Variațiile menționate la punctele 3 și 4 se constată comparînd oscilogramele susmenționate obținute la plina tensiune cu cele corespunzătoare obținute la tensiunea scăzută, pentru aceiași polaritate.

Trebuie remarcat că nepotrivirile dintre oscilogramele obținute la plina tensiune și cele obținute la tensiunea redusă pe timpul primelor 3μs sînt normale și nu sînt concludente pentru defecte.

(Din „*Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens*", nr. 19, pag. 916—932, 1955).

C. P.

REDRESORI MECANICI CU ROLE

621.314.622

In anul 1954 s-au construit, pentru prima dată, redresori mecanici de curent, cu contacte cu role, pentru tensiuni mijlocii și înalte. Pentru intensități mari și tensiuni mijlocii s-au propus două tipuri constructive și anume: cu role interioare și cu două role exterioare, Deoarece construcția redresorilor cu role interioare este mult mai simplă și mai ieftină, această construcție a fost realizată în practică industrială.

După ce se examinează caracteristicile constructive ale redresorilor cu role, sînt descrise cele patru părți componente ale acestora și anume: capul de comutare, acționarea, batiul și carcasa. Totodată se explică modul de funcționare al acestora.

Deoarece redresorii mecanici sînt folosiți pentru intensități mari și în regim continuu de funcționare, încercarea lor necesită instalații speciale.

In continuare sînt descrise instalațiile de probă realizate și posibilitățile lor.

In încheiere se arată că în urma încercărilor practice de funcționare s-au putut observa unele defecțiuni ale construcției mecanice, care au putut fi înlăturate relativ ușor. Actualmente se fabrică un redresor pentru un curent de 12 000 A, căutînd să se îmbunătățească cît mai mult siguranța în exploatare și să se perfecționeze dispozitivele de comutare rapidă.

(Din *ETZ-B*, caiet 6, iunie, 1955, pag. 209, *Ludwig Smitz*).

N. K.

INSTALAȚII CU REDRESORI USCAȚI PENTRU ÎNCĂRCAREA ÎN DOUĂ TREPTE A ACUMULATORILOR DE PLUMB PENTRU TRATAREA ELECTRICĂ

621.314.64 ; 629.113.65

In industrie ca și în comunicații, vehiculele electrice sînt folosite pe scară din ce în ce mai largă pentru ușurarea și mărirea vitezei traficului.

Astăzi se folosește foarte mult încărcarea în două trepte a bateriilor de acumulatori, acolo unde se cere ca să se încarce simultan trei sau mai multe baterii. Acest sistem permite scurtarea sensibilă a duratei de încărcare a fiecărei baterii, fără a se depăși limitele prin încărcarea rapidă, precum și cel mai scurt timp de încărcare a fiecărei unități-prin conectarea în paralel — ceea ce permite o și mai bună folosire a agregatului de încărcare. Serviciul de încărcare este simplificat, bateria menajată iar întreținerea vehiculelor se ieftinește.

După arătarea însemnătății încărcării în două trepte și analizarea avantajelor aparatelor respective, se examinează dependența între curbele caracteristice ale încărcării și mersul încărcării. Se dă o metodă aproximativă pentru determinarea modului de împărțire al curentului în cazul conectării în paralel.

In încheiere se arată metodele și dispozitivele de reglaj — amplificatori magnetici și elemente de reglare — măsurile de protecție precum și dispozitivele constructive ale instalațiilor moderne de încărcare.

(Din *ETZ-B*, caiet 4, aprilie, 1955, pag. 111, *Gerhard Hosemann*).

N. K.

STINGEREA SCINTEILOR CU REDRESORI

621.316.54.015.54 : 621.314.634

Scînteile care apar la contactele întrerupătorilor și contactorilor, la întreruperea circuitelor de curent continuu conținînd inductivități mari (bobine de electromagneți, relee etc.) se pot reduce în mod eficace prin redresori legați în paralel cu inductivitatea și orientați înspre blocarea tensiunii de alimentare.

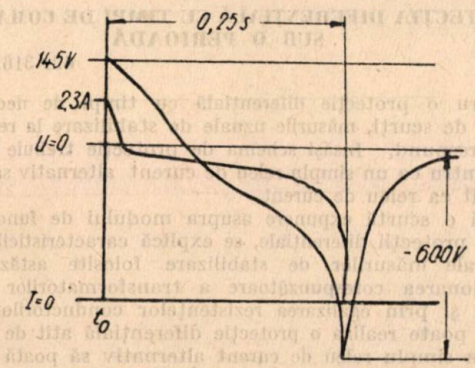


Fig. 1. Forma curentului și tensiunii în bobină, fără redresor.

Acești redresori, mult mai eficaci decît condensatorii, devin permeabili pentru curenții tranzitori de sens invers, menținuți de către descărcarea energiei cîmpului magnetic. Supratensiunile care pot să apară la bornele inductivității se pot preveni și evita cu desăvîrșire. Arcul dintre contactele

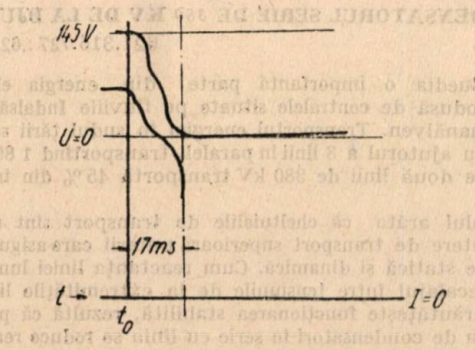


Fig. 2. Curentul și tensiunea bobinei cu redresorul 1.

de rupere se stinge în momentul cînd curentul de descărcare al bobinei trece asupra redresorului.

Se prezintă rezultatele unor serii de experienţe pentru cercetarea fenomenelor de întrerupere cu şi fără redresor în paralel. Bobina a fost a unui deferizator cu rezistenţa de 60 Ω şi inductanţa 25 H, la 120 V. Contactorul de 220 V şi 15 A avea o distanţă de 2 × 11 mm între contactele deschise. Curentul şi tensiunea bobinei s-au înregistrat oscilografic, iar arcul dintre contacte a fost fotografiat. S-au utilizat trei tipuri de redresori, uscaţi, tensiunea de blocare şi curent în nominal:

1. $U_1 = 150$ V, $I_n = 3$ A
2. $U_1 = 220$ V, $I_n = 0{,}2$ A
3. $U_1 = 220$ V, $I_n = 0{,}1$ A

Fără redresor s-au constatat supratensiuni de 600 V la bornele inductanţei şi arcul s-a menţinut timp de 0,25 s pe contactele de întrerupere. Cu redresorul *1*, supratensiunea a fost complet suprimată iar cu redresorii *2* şi *3*, redusă la 20 V. Arcul s-a stins în toate cazurile în timp de 17 ms, înainte de deschiderea completă a lor.

Din caracteristicile redresorilor s-a stabilit că în primul moment preiau curenţi de 1 — 2 A care se anulează după 35 ms.

Din experienţe rezultă criterii pentru dimensionarea redresorilor. Curentul lor nominal poate să fie 5% din acel al bobinei dacă nu se fac manevre frecvente, în caz contrar, evident mai mare, deoarece energia care trece şi se disipă prin redresor creşte.

(Din *ETZ-B*, 8/1956, 1, *K. Hoffmann*).

A. A.

PROTECŢIA DIFERENŢIALĂ CU TIMPI DE COMANDĂ SUB O PERIOADĂ

621.316.573

Pentru o protecţie diferenţială cu timpi de declanşare extrem de scurţi, măsurile uzuale de stabilizare la releu, nu mai corespund. Însăşi schema de protecţie trebuie stabilizată pentru ca un simplu releu de curent alternativ să poată fi folosit ca releu de curent.

După o scurtă expunere asupra modului de funcţionare al unei protecţii diferenţiale, se explică caracteristicile principale ale măsurilor de stabilizare folosite astăzi. Prin dimensionarea corespunzătoare a transformatorilor intermediari şi prin egalizarea rezistenţelor conductorilor auxiliari se poate realiza o protecţie diferenţială atît de stabilă încît un simplu releu de curent alternativ să poată da comanda de declanşare în mod necondiţionat. In acest fel se pot atinge timpi de declanşare mai mici decît o jumătate de undă.

La scurtcircuitele exterioare protecţia este stabilă chiar la curenţi mari de scurtcircuit, astfel, după cum s-a dovedit în urma încercărilor practice de exploatare.

(Din *ETZ-B*, caiet 4, aprilie, 1955, pag. 108, *Hermann Neugebauer*).

N. K.

CONDENSATORUL SERIE DE *380* KV DE LA DJURMO

621.316.727 : 621.319.4

In Suedia o importantă parte din energia electrică este produsă de centralele situate pe fluviile Indalsälven şi Angermanälven. Transportul energiei în sudul ţării se realizează cu ajutorul a 8 linii în paralel, transportînd 1 800 MW din care două linii de 380 kV transportă 45% din întreaga energie.

Calculul arăta că cheltuielile de transport sînt minime la o putere de transport superioara puterii care asigură stabilităţile statică şi dinamică. Cum reactanţa liniei lungi produce decalajul între tensiunile de la extremităţile liniei şi, deci, înrăutăţeşte funcţionarea stabilită, rezultă că prin conectarea de condensatori în serie cu linia se reduce reactanţa liniei şi deci se îmbunătăţesc condiţiile de funcţionare stabilite.

Linia de 380 kV de 475 km, între Midskog şi Hallsberg este echipată, în serie, la Djurmo şi Haverö cu posturi de condensatori. Fiecare din cele două posturi are o reactanţă de 35 ohmi pe fază, corespunzînd la o compensare de 20% din reactanţa liniei. Curentul nominal al liniei este de 1 000 A şi deci puterea unui post este de 105 MVAr. Fiecare post este compus din două semibaterii de 52,5 MVAr. Rezultă, pe fază, 18 elemente în serie şi 48 elemente în paralel. Fiecare element are o putere nominală de 20,2 kVAr la 970 V şi 20,8 A şi este de tipul cu impregnare în ulei sub presiune.

Postul de condensatori este protejat de un eclator de protecţie de tip neautoextinctor, care protejează bateria în cazul scurtcircuitul. Un întrerupător are rolul de a scurtcircuita condensatorul serie în cazurile: defectarea bateriei, apariţia armonicilor inferioare în reţea, amorsarea nedorită a eclatorului de protecţie. In cazul amorsării eclatorului, solicitările condensatorului şi întrerupătorului sînt diminuate de intercalarea rezistenţelor de amortizare. Există trei protecţii distincte, de echilibru, pentru eclator şi contra armonicilor inferioare.

Condensatorul seriei de 105 MVAr, instalat la Djurmo (Suedia) este primul condensator funcţionînd la 380 kV, cea mai mare tensiune de serviciu din lume.

(Din „*ASEA-Revue*", vol. 27, nr. 6/1955, *Hjertberg P.*).

G. H.

TERMISTORI—REALIZARE ŞI MOD DE FUNCŢIONARE

621.316.86 :537.312.5

Termistor este denumirea englezească (prescurtare de la thermal sensitive resistor) a rezistenţelor electrice care în stare caldă conduc curentul mult mai bine decît la temperatura camerei sau altfel spus — care au un coeficient de temperatură pronunţat negativ. Ele sînt denumite în limba germană „Heissleiter" (conductori calzi) în franceză „thermistances" sau rezistenţe CTN iar în engleză rezistenţe NTC (Negativ temperature coefificent) şi sînt întîlnite în practică sub diverse denumiri comerciale.

In timp ce rezistenţa metalelor este în stare caldă de 3—12 ori mai mare decît în stare rece, rezistenţa termistorilor scade în stare caldă la 1/15 — 1/2000 faţă de rezistenţa în stare rece.

După ce se explică mecanismul modificării conductibilităţii şi se discută rezistenţa specifică şi dependenţa sa de temperatură, sînt arătate materialele din care se confecţionează termistorii, precum şi diferite forme constructive ale acestora. Astăzi toţi termistorii sînt confecţionaţi din oxizi şi se prezintă sub forma unor plăcuţe sau bastonaşe.

In continuare, se studiază modul de funcţionare al termistorilor atît în regim staţionar cît şi în regim tranzitoriu.

In încheiere se arată domeniile actuale de folosire ale termistorilor printre care: măsurarea şi reglarea temperaturilor, compensarea rezistenţei metalelor sau semiconductorilor, reglajul amplificării nivelului şi puterii, precum şi pentru măsurători de putere la frecvenţe foarte înalte — pînă la cîţiva Gigahertzi, rezistenţe variabile în înaltă frecvenţă, rezistenţe de pornire cu întîrziere etc.

Datorită proprietăţilor lor, termistorii îşi găsesc întrebuinţarea în domenii din ce în ce mai variate ale electrotehnicii.

(Din *ETZ — B*, caietul 6, 21 iunie 1955, pag. 217, *Gerhardt Ruthemann*).

N.K.

O CONTRIBUŢIE LA REPREZENTAREA TEORETICĂ A COMPORTĂRII IN EXPLOATARE A DECLANŞATORILOR (RELEELOR) TERMICI

621.316.925.44.004

In loc de a presupune lungimea bimetalului infinit, autorul îl consideră încastrat între elemente masive şi calculează încălzirea lui prin rezolvarea ecuaţiei diferenţiale a propagării căldurii prin conductivitate şi convecţie (legea lui Newton). Pentru cazul cînd după o perioadă staţionară sub curentul nominal urmează brusc o perioadă de suprasarcină, se deduce expresia temperaturii în funcţie de o coordonată axială şi de timp. Soluţia exactă se compară cu cea fără mişcare axială de căldură şi cu acea fără concomitentă cedare de căldură laterală.

Din comparaţie rezultă că la suprasarcini mici, diferenţele sînt mari mai ales între prima şi a treia soluţie (aproximativă). La suprasarcini mari diferenţele sînt mult mai mici

mai ales pentru puncte îndepărtate de centru. Media temperaturii calculate exact diferă de repartizarea reală în toate cazurile, deci este preferabil a se calcula cu aproximații, decît cu valorile medii ale soluțiilor exacte.

Calculul elongației se face ușor dacă se cunoaște repartizarea axială a temperaturii. Se deduc formule practice de calcul din expresiile teoretice, Se arată cum se se pot aplica rezultatele lucrări la relee bimetalice cu și fără compensare.
(Din „*Arch. Elektrotechnik*" v. 42 (1956) nr. 1, *Kirchdorfer I.*).

A. A.

CONDENSATORII CU POLISTIROL

621.319.416.3

Calitățile polistirolului — rezistivitate mare, factor de putere ridicat și rigiditate dielectrică apreciabilă — îl fac să fie cu succes întrebuințat în industria electronică care necesită piese de calitate din ce în ce mai bune.

Articolul trece în revistă calitățile fizice al polistirolului și descrie fabricarea condensatorilor cu polistirol.

Condensatorii sînt prevăzuți cu armături suplimentare care permit ajustarea valorii lor. Temperatura limită de întrebuințare este de +70°C. Tensiunea de lucru 500 V. Rezistența de izolare 500 000 M Ω/μF.

Articolul dă curba de variație a capacității în funcție de ciclurile de temporizare.
(Din „*L'Onde Electrique*" martie-aprilie 1955, *S. Flaks și A. Pizeamier*).

M.B.

ACUMULATORI ELECTRICI DUPĂ BREVETELE RECENTE

621.355(09)

Autorul analizează brevetele recente asupra acumulatorilor electrici, scoțînd în evidență principalele caracteristici ale fiecărui brevet. Astfel, pentru acumulatorii cu plumb, autorul expune diferitele moduri de preparare ale plăcilor ca și diversele procedee tehnologice pentru separatoarele plăcilor. La acestea din urmă, se remarcă în deosebi, utilizarea din ce în ce mai mult a materiilor plastice.

In continuare, este expus montajul cu o prezentare a diverselor tipuri de bușoane și dispozitive pentru trecerea gazelor, a clemelor — foarte variate — pentru borne. In capitolul „Acumulatorii alcalini cu nichel" sînt expuse procedeele noi pentru obținerea plăcilor și montajul lor — remedieri aduse în noile brevete.

In continuare, se expun noi procedee tehnologice pentru acumulatori cu argint-zinc, printre care și cele de dimensiuni reduse (circa 1,5 cm ∅/4 cm); se scoate în evidență variația capacității în funcție de presiunea exercitată asupra materiei active.

In capitolul „Acumulatori alcalini etanși", sînt expuse soluțiile diverselor tipuri de acumulatori, în ceea ce privește presiunea gazoasă și recombinarea elementelor, păstrînd etanșeitatea. Sînt de asemenea expuse soluții pentru baterii de dimensiuni foarte reduse destinate aparatelor de radio portative sau aparatelor de proteze auditive.

Autorul analizează în continuare „Acumulatorii diverși" expunînd caracteristicile lor. între altele, acumulatorii pentru încărcări și descărcări rapide (circa 15 minute), acumulatori pentru vehicule, dispozitive de încărcare, procedee pentru controlul încărcării. Sînt expuse diverse procedee de încărcare pentru acumulatori absolut etanși, destinați protezelor auditive. Autorul încheie expunerea citînd diverse tipuri de indicatoare de nivel al electrolitului, procedee de conservare a bateriilor încărcate, însă fără electrolit și diverse dispozitive pentru protecția bornelor.
(Din *Revue Générale de l'Électricité*. tom. 64, nr. 11 și 12/1955, *L. Jumau*).

M. P.

DESPRE AMPLIFICATORII DISTRIBUIȚI

621.375.221.2

In articol sînt discutate caracteristicile de răspuns ale amplificatorului distribuit. Se arată că ele pot fi îmbunătățite prin alegerea caracteristicilor de întîrziere ale liniilor din anodă și grilă puțin diferite. Această metodă, numită de autor „alternată" poate fi aplicată cu folos la aproape toate circuitele folosite de obicei în construcția amplificatorilor distribuiți.

Ea permite să se obțină o caracteristică de amplificare cu frecvența mai plată și o caracteristică de fază mai liniară. Reproduceri fotografice ale răspunsului unor amplificatori experimentali la semnal treaptă demonstrează clar această îmbunătățire.
(Din „*The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*" vol. 102, p. *B.*, septembrie 1955, *D. G. Sarma*).

I. L.

CALCULUL AMPLIFICATORILOR MAGNETICI DE PUTERE IN DOI TIMPI

621.375.3.001.24

Amplificatori magnetici în doi timpi sînt amplificatorii a căror caracteristici trec prin zero și sînt simetrice față de începutul coordonatelor. Asemenea amplificatori au o mare întrebuințare în controlul și reglajul automat.

In articolul de față se dă o metodă de calcul a amplificatorilor magnetici în schemă diferențială și punte.

Scopul calculului este determinarea tuturor parametrilor amplificatorului ca gabarit, greutate și cost minimal.

Datele inițiale sînt: puterea maximă la sarcină, cos φ al sarcinii și coeficientul de amplificare.

Calculul se orientează după două regimuri de lucru extreme ale armăturii amplificatorului: prin absența cîmpului magnetic și prin cîmpul magnetic maximal.

Se presupune toleranța sinusoidalității tensiunii și curentului în regimurile arătate mai sus, precum și absența de pierderi în amplificatori.
(Din „*Avtomatica i telemecanica*" nr. 1, *Vasilieva N. P.*)

E. M.

TRANZISTORUL CU AVALANȘE

621.375.4

Se descrie un nou tip de tranzistor, numit tranzistor cu avalanșe. Proprietățile sale derivă din procesul de multiplicare al sarcinilor în procesul de străpungere al tranzistorilor de joncțiune cu negativare inversă. Acești tranzistori au regiuni în care cîștigul de curent la tensiune foarte joasă este mai mare decît unitatea și prezintă și regiuni în care oferă o rezistență negativă de valoare moderată.

Este de așteptat ca noul tip de tranzistori să găsească o largă utilizare atît ca întrerupător cît și în probleme de transmisiuni.

In articol se dau detalii relative la proiectarea noului tip de tranzistori. La finele articolului se face mențiunea că în timpul culegerii articolului a apărut în literatură un alt studiu relativ la aceeași problemă — ceea ce pledează o dată în plus pentru multipla și simultana rezolvare a „problemelor care sînt în aer".
(Din „*The Bell System Technical Journal*" v. XXXIV, 1955; *Miller S. L. și Ebers J. J.*).

E. N.

MĂSURAREA CARACTERISTICILOR TRANZISTORILOR

621.375.4 : 621.317.6

Intrucît tranzistorii pot fi deteriorați în timpul funcționării este necesară măsurarea rapidă a parametrilor lor, a cîștigului și a zgomotului, operație efectuată de aparatul descris mai jos.

Aplicînd tranzistorilor teoria cuadripolilor, autorul determină relațiile dintre tensiunea la intrare și la ieșire în funcție de parametrii tranzistorului, precum și formula factorului de zgomot.

Se descrie apoi schema aparatului și se indică modul de măsurare a parametrilor, a cîștigului și a zgomotului.
(Din „*Electronic Engineering*", iulie, 1954 : *J. Ewels*).

M.B.

Conferința tehnico-științifică privind problemele de dezvoltare și introducere a aparatelor cu semiconductori

621.315.59.004 : 061.3

Institutul de radiotehnică și electrocomunicații A. C. Popov și Asociația Unională Științifică de radiofizică și radiotehnică de pe lîngă Academia de Științe U.R.S.S. au organizat o conferință închinată problemelor de dezvoltare și introducere a aparatelor cu semiconductori. La conferință au participat oameni de știință, ingineri din Moscova, Leningrad, Kiev, Harcov și alte orașe.

In cuvîntul de deschidere, președintele asociației Siforov V. I., membru corespondent al Academiei de Științe U.R.S.S., a arătat că tehnica aparatelor cu semiconductori are un mare viitor. Printr-o largă introducere a aparatelor cu semiconductori, se vor ivi ramuri noi ale radioelectronicii și se va schimba complet aparatura de radio și posibilitățile ei tehnice.

Rjanov A. V. în referatul său „Principiile fizice ale aparatelor de radio cu semiconductori" a arătat principiul de funcționare a unei triode de cristal și parametrii ei. De asemenea a analizat principiile fizice care mărginesc cîmpul de frecvență în care funcționează triodele, principiile de limitare a valorii puterii debitate și bazele fizice de tipizare a triodelor cu cristal. In încheiere, au fost arătate particularitățile de construcție ale principalelor triode cu cristal.

In expunerea sa Kulikovski A. A. a arătat rezultatele lucrărilor în care se lămuresc posibilitățile de utilizare a triodelor cu semiconductori în cascadele tip ale aparaturii de radio. Se indică metoda de calcul a cascadelor de acest tip. In expunere se arată că au fost deja construiți amplificatori economici de mic gabarit cu mici distorsiuni a căror indici nu s-au schimbat prin oscilații de temperatură de la −60° la +60°C. Se lucrează la noi modele de aparate de radio cu triode cu semiconductori.

In referatul lui Popov I. A. și Naiveldt R. C. se indică elementele de calcul ale amplificatorilor de tensiune de joasă frecvență cu triode cu semiconductori cu compensație termică. Sînt arătate rezultatele experimentale obținute cu această metodă de calcul.

Konev H. I. analizează problema cuplării în paralel a triodelor cu semiconductori. Expresiile analitice obținute și verificate experimental permit determinarea rezultatelor cuplării în paralel. O asemenea cuplare a triodelor permite ridicarea valorii puterii de ieșire a amplificatorului și lărgește posibilitățile de utilizare a acestor triode.

Movsovici M. E., a tratat despre aparatul de radio „Zaria" cu amplificare directă, dat de curînd în fabricație și despre aparatele de radio „Dorojnîi" de tip super-heterodin și „Kristal" cu triode cu semiconductori.

Referatul lui Filipov A. G. a fost dedicat stabilizării termice a punctului de lucru și a parametrilor amplificatorului de curent continuu avînd triode cu semiconductori.

Berman L. S. indică metoda de calcul a amplificatorilor cu semiconductori. El studiază posibilitățile de compasare a termoamplificatorilor electronici cu cei cu semiconductori și aduce calculul a trei scheme de bază a cuplării etajului amplificator utilizînd teoria amplificatorilor electronici.

Conferința a arătat, de asemenea, creșterea organizațiilor care se ocupă cu introducerea de aparate cu semiconductori și ridicarea calității studiilor făcute în această direcție.

Bibliografie

*** : Radiotehnica t. 11, nr. 1/1956.

Ing. E.M.

★

Conferința internațională a marilor rețele electrice (C.I.G.R.E.)

621.311.1.027.3 : 061.3(100)

Conferința Internațională a Marilor Rețele Electrice, cunoscută sub inițialele CIGRE, va ține viitoarea sa sesiune, a 16-a, între 30 mai — 9 iunie la Paris.

La acest Congres, la care vor fi prezentate 116 rapoarte, va fi continuată studierea problemelor mari pe care CIGRE le urmărește pe plan internațional, adică tot ceea ce privește producerea, transformarea și distribuirea energiei electrice la tensiune înaltă. Aceste studii vor fi în special asupra alternatorilor, transformatorilor, întrerupătorilor și materialelor izolante precum și asupra construcției de linii de transport aeriene și subterane (cabluri, piloni, conductori, izolatori).

In domeniul exploatării rețelelor vor fi în principal studiate problemele privind protecția și releele, stabilitatea rețelelor, reglarea sarcinii și frecvenței, precum și probleme speciale privind liniile de tensiune foarte înaltă (peste 220 kV).

Ședința de lucru a Biroului Consiliului Central A.S.I.T. cu președinții și secretarii filialelor

In zilele de *3* și *4* martie a.c. a avut loc ședința de lucru a Biroului Consiliului Central A.S.I.T. cu președinții și secretarii filialelor A.S.I.T. din țară.

Din partea Consiliului Central A.S.I.T. au participat tovarășii N. Popescu-Doreanu, prof. T. Tănăsescu, ing. Al. Priadcenco, vice-președinți ai Asociației, prof. ing. M. Bercovici, prof. ing. R. Rădulet, ing. I. Grosu, membri în Biroul Consiliului, ing. O. Rusu, prim-secretar, prof. M. Manoliu și ing. C. Negoiță, secretari ai Asociației.

In cadrul ședinței a fost analizată activitatea depusă de filiale în anul *1955*, s-au stabilit sarcinile ce le revin pentru înfăptuirea hotărîrilor celui de al II-lea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn, s-a expus proiectul de desfășurare a adunărilor generale a cercurilor A.S.I.T. și conferințelor filialelor și subfilialelor.

Tov. ing. Oliviu Rusu, prim-secretar al Consiliului Central A S I T prezentînd darea de seamă asupra activității Comitetelor de filială pe anul *1955* și a planului de muncă pe anul *1956*, a arătat că în anul *1955*, planurile de muncă ale Comitetelor de filială au fost astfel orientate încît să contribuie la ridicarea productivității muncii, la scăderea prețului de cost și la îmbunătățirea calității produselor, prin folosirea largă a tehnicii noi și a resurselor interne ale producției.

O preocupare de căpetenie în cadrul activității filialelor a constituit-o introducerea metodelor noi de muncă, menite să ducă la o creștere a nivelului tehnic al producției.

Pe lîngă promovarea metodelor înaintate, comitetele secțiilor de specialitate ale unor filiale au dat un ajutor concret întreprinderilor în scopul unei mai bune organizări a producției.

Astfel, filiala București, secția Construcții, a sprijinit întreprinderea de prefabricate „Progresul" să aplice o serie de măsuri tehnico-organizatorice, care au dus la depășirea planului de producție ; la filiala Constanța au fost urmărite probleme complexe ale organizării producției, în cîteva întreprinderi de construcții navale, ciment etc.

O serie de rezultate importante în perfecționarea producției în întreprinderile metalurgice au fost obținute de filiala Stalin : peste *60* ingineri și tehnicieni cu experiență în producție, constituiți în colective de specialitate, au studiat posibilitățile aplicării tehnicii noi, a metodelor înaintate de muncă și a organizării producției principalelor întreprinderi din regiune.

O activitate pozitivă în sprijinirea proceselor de producție din întreprinderi poate fi întîlnită și la filialele Timișoara, Iași și Cluj.

In activitatea tehnico-științifică a filialelor au fost întîlnite însă și unele lipsuri. Astfel, la unele filiale nu s-a acordat atenția cuvenită activității unor secții ca Industria chimică și Industria petroliferă, menite să se dezvolte considerabil în cadrul actualului cincinal ; alte filiale au neglijat faptul că productivitatea muncii trebuie obținută în primul rînd pe calea folosirii mai bune a tehnicii existente ; de asemenea, majoritatea temelor privind aspectele economice ale producției, prevăzute în planurile de muncă ale secțiilor de specialitate de la filiale, în special problemele reducerii prețului de cost, au fost tratate insuficient.

In general, cu toate aceste lipsuri, activitatea tehnico-științifică a filialelor a crescut simțitor în cursul anului *1955*. Prin cele *629* studii întocmite, *264* consfătuiri și *329* schimburi de experiență organizate, secțiile de specialitate ale filialelor au adus o contribuție dintre cele mai valoroase la realizarea obiectivelor Asociației.

In cursul anului *1955*, filialele A.S.I.T. au desfășurat o muncă susținută pentru completarea cunoștințelor tehnico-științifice a membrilor Asociației, pentru informarea și documentarea lor asupra realizărilor tehnicii moderne și experienței înaintate.

Ca și în trecut, calea principală folosită în această direcție au fost conferințele. Este de relevat că metodele de expunere s-au îmbunătățit, iar majoritatea conferințelor au fost ilustrate cu proiecții, filme, diafilme, exponate și alt material tehnic.

Pentru întărirea în viitor a acestei activități, este indicat să fie organizate cicluri de referate pentru inginerii din toate ramurile, pe specialități, pregătite din timp și în cele mai bune condiții și să fie dezvoltată activitatea secțiilor de documentare din cadrul filialelor.

Pentru realizarea cît mai deplină a obiectelor Asociației, în activitatea filialelor s-a mers pe linia întăririi rolului secțiilor de specialitate. In prezent, în cadrul celor *19* filiale, activează un număr de *184* secții de specialitate.

Un factor care a influențat pozitiv activitatea filialelor l-a constituit întărirea legăturilor de colaborare cu Sindicatele. Această colaborare a fost întîlnită în numeroase acțiuni comune, soldate cu cele mai bune rezultate.

Trebuie relevată de asemenea, atenția sporită care a fost acordată de către Comitetele de filială în anul *1955*, activității cercurilor A.S.I.T. — verigă de bază a Asociației.

In linii generale, se poate constata că în cursul ultimului an, activitatea filialelor A.SI.T. s-a dezvoltat și îmbunătățit simțitor. Prin seriozitatea cu care s-au luat în considerare sarcinile Asociației, activitatea filialelor devine pe zi ce trece o contribuție tot mai rodnică pentru dezvoltarea și perfecționarea producției socialiste a patriei noastre.

Planurile de activitate ale filialelor, pe anul *1956* — în ansamblul lor se întemeiază pe rezoluția Congresului al II-lea P.M.R. precum și pe Hotărîrea Consiliului Central A.S.I.T. din *5* februarie a .c.

Pentru atingerea măreților obiective care stau în fața inginerilor și tehnicienilor din patria noastră, planurile de muncă întocmite de filiale și secții prevăd o serie de probleme de mare însemnătate pentru introducerea tehnicii noi, extinderea experienței înaintate în producție, îmbunătățirea condițiilor de muncă în industrie și în agricultură, ridicarea necontenită a nivelului tehnic al membrilor Asociației etc. etc.

Astfel, este prevăzută studierea și dezbaterea în diferite forme a unor metode tehnice noi și aplicarea lor pentru ridicarea productivității muncii în diferite ramuri de activitate.

Asupra Dării de seamă s-au purtat o serie de discuții.

Din discuțiile purtate a reieșit că în cursul anului trecut s-a îmbunătățit îndeosebi activitatea acelor filiale care au fost sprijinite, îndrumate și controlate de către organizațiile regionale de partid. O fructuoasă colaborare a fost realizată între Consiliiile Sindicale Regionale și filialele A.S.I.T., mai ales în cadrul Concursului de Inovații pe țară, încheiat la *7* noiembrie *1955*.

Problema documentării tehnice, a reducerii consumurilor specifice de energie și combustibil, a organizării științifice a proceselor de producție, a colaborării la publicațiile Asociației, a ridicării cadrelor de tehnicieni din industrie și agricultură și altele, au fost pe larg dezbătute.

Prezentînd proiectul de desfășurare a Adunărilor generale ale cercurilor A.S.I.T. și conferințelor filialelor și subfilialelor tov. C. Negoiță, — secretar al Consiliului Central A.S.I.T. — a arătat că pentru îndeplinirea importantelor obiective economice ale celui de al doilea plan cincinal, — prin ridicarea nivelului tehnic în toate ramurile economiei naționale și creșterea considerabilă a productivității muncii — inginerii și tehnicienii trebuie să fie în primele rînduri în activitatea vie de aplicare în practică a Hotărîrilor celui de al II-lea Congres P.M.R. —

In vederea statornicirii rolului inginerilor și tehnicienilor în introducerea tehnicii noi și organizarea superioară a producției, Consiliul Central A.S.I.T. a hotărît ținerea Congresului Asociației, în acest an.

Pentru dezbaterea largă a sarcinilor Asociației, mobilizarea membrilor Asociației în scopul îndeplinirii Hotărîrilor Congresului al II-lea al P. M. R., este necesar organizarea în scurt timp a Adunărilor generale ale cercurilor A.S.I.T. și filialelor, care vor avea o deosebită importanță atît pentru viața Asociației, cît și pentru pregătirea Congresului A.S.I.T. Adunările generale și conferințele vor trebui să reprezinte în cea mai mare măsură, opinia și atitudinea membrilor Asociației față de problemele introducerii tehnicii noi și a organizării superioare a producției. Adunările generale și conferințele trebuie să exprime convingerea sinceră și fermă a Asociației și membrilor ei în problemele perfecționării producției în industrie și agricultură ; de aceea, este necesar ca în cadrul dezbaterilor să fie scoase la iveală, cu toată hotărîrea lipsurile, practicile învechite, rutina care frînează dezvoltarea producției și trebuie propuse măsuri ferme și îndrăznețe pentru lichidarea lor. Conținutul materialelor puse în dezbatere, dezbaterile însuși, nu trebuie să se limiteze la problemele stricte ale Asociației, ci să îmbrățișeze întreaga activitate a inginerilor și tehnicienilor pe linia îndeplinirii obiectivelor celui de al doilea cincinal.

Deosebit de important este pregătirea Adunărilor generale și a conferințelor la care trebuie atrase colectivele de ingineri și tehnicieni care prin activitatea lor au dovedit devotament și competență în rezolvarea problemelor tehnico-științifice ale producție. Pregătirea se va face pe baza unui plan cu sarcini și răspunderi bine precizate, care va fi înaintat spre aprobare Comitetului regional de partid pentru a lua măsurile corespunzătoare. Totodată, planul va fi înaintat și Consiliului Central A.S.I.T. pentru a fi cunoscut și sprijinit de membrii Consiliului și instructori.

In întreagă această acțiune, filialele și cercurile vor trebui să realizeze o strînsă colaborare cu organele Sindicale și Administrative.

Incheind lucrările ședinței de lucru cu președinții și secretarii filialelor A.S.I.T., tov. vice-președinte N. Popescu Doreanu a relevat că din dezbaterile ce au avut loc au rezultat o serie de preocupări generale și în primul rînd aceea de a se ridica autoritatea Asociației, care trebuie să devină cea mai înaltă competență tehnică a țării, pentru progresul tehnicii și al economiei noastre naționale.

Prin caracterul ei de Asociație voluntară, înglobînd inginerii și tehnicienii de toate specialitățile industriale și agricole. Asociația capătă o importanță deosebită prin aceea că ea poate pe baza competenței sale și preocupată numai de progresul tehnicii, să ridice documentat, cu fermitate, în fața organelor de Stat, de partid și sindicale, pe toate treptele, problemele cele mai însemnate ale dezvoltării economiei, să seziseze toate neajunsurile din orice domeniu ale economiei și să propună soluțiile cele mai potrivite.

Competență și fermitate de pe pozițiile înaintate ale tehnicii, trebuie să însemne fiecare adunare generală de cerc, fiecare conferință de filială, Congresul A.S.I.T.

FATEEV A. V.: Bazele teoriei liniare a reglării automate, Gosenergoizdat, 1954, 295 pag.

621—53.001 : 621.316.7.078

Sînt expuse, pe scurt, principalele probleme ale teoriei sistemelor de reglare automată.

In capitolele 1 şi 2 se dau noţiuni generale asupra sistemelor reglării automate şi clasificarea lor.

Capitolul 3 se ocupă de ecuaţiile dinamice ale elementelor tip şi sistemelor, utilizînd transformata Laplace.

Capitolul 4 este consacrat analizei stabilităţii sistemelor reglării automate. După ce stabileşte noţiunea de sistem stabil şi condiţiile stabilităţii după A. M. Liapunov, autorul trece la metodele indirecte pentru studiul stabilităţii, începînd cu criteriile algebrice Routh şi Hurwitz. In continuare, se expune metoda delimitării zonelor de stabilitate şi mai pe larg criteriile bazate pe caracteristicile de frecvenţă. Capitolul se încheie cu metoda caracteristicilor logaritmice.

Capitolul 5 cuprinde expunerea metodelor de analiză a calităţii sistemelor: pe baza repartiţiei rădăcinilor ecuaţiei caracteristice (diagrama Vişnegradschi, metodele lui I. I. Voznesenschi şi T. N. Socelov), criteriile integrale şi se insistă mai mult în aprecierea procesului tranzitoriu pe baza caracteristicilor de frecvenţă.

Ultimul capitol (6) se ocupă cu studiul reţelelor corectoare pentru îmbunătăţirea procesului tranzitoriu şi cuprinde metode practice pentru determinarea parametrilor reţelelor, dintre care unele cercetări personale ale autorului.

Cartea este scrisă într-un stil clar, concis, cu exemple practice de calcul la fiecare capitol, păstrînd totuşi un înalt nivel ştiinţific. De aceea se recomandă ca manual pentru ingineri, studenţi şi toţi acei care se ocupă cu studiul sistemelor de reglare automată.

Ing. M. Ştefănescu

A. FOUILLÉ: Electrotehnică pentru ingineri. v. III Convertizori, aplicaţii ale energiei electrice (mecanică, termică, electronică). Paris, Editura Dunod, 1956, Biblioteca învăţămîntului tehnic.

621.3 : 62.007.2

Lucrarea de faţă reprezintă o parte a cursului profesat de autor la Şcolile naţionale de arte şi meserii, adresîndu-se deci inginerilor nespecializaţi în electricitate. Volumul de faţă reprezintă partea a treia a cursului. Aşa cum se arată în prefaţă, primul volum tratează despre fenomenele de bază ale electricităţii, care sînt expuse fizic, însă în strînsă legătură cu tratarea lor matematică.

Volumul al doilea a prezentat bazele maşinilor electrice. Autorul — utilizînd comparaţii cibernetice — spune că s-a ocupat de fiziologia şi nu de anatomia maşinilor electrice. Aceasta tocmai spre a veni cît mai mult în ajutorul inginerilor din exploatare.

Cel de al treilea volum — ultimul din serie — reprezintă expunerea ultimilor aplicaţii ale legilor generale studiate anterior. Scopul lucrării analizate acum a fost tocmai de a umple golul resimţit în literatura franceză de specialitate, între expunerile generale teoretice şi cele în care se expun aplicaţiile recente ale electricităţii.

Lucrarea de faţă cuprinde patru mari părţi: conversiunea reciprocă a curentului alternativ şi continuu; aplicaţii electromecanice; aplicaţii electrotermice; aplicaţii electronice şi ionice.

Prima parte studiază comutatricea şi factorul de putere în instalaţiile electrice. In total, acestei părţi îi sînt afectate 40 pagini, aproximativ la fel ca şi pentru partea a doua.

Se studiază mai mult fizic funcţionarea comutatricei, dîndu-se un minim de formule. După ce se expune pe scurt principiul, constitutia şi proprietăţile comutatricei, se studiază raportul dintre tensiunile alternative şi continue, şi curenţii alternativi şi continui, pierderile, reacţia indusului, diverse probleme privind utilizarea şi exploatarea acestei maşini.

Al doilea capitol tratează problema factorului de putere. După ce se arată pe scurt importanţa problemei, autorul face o comparaţie între metodele de îmbunătăţire a factorului de putere cu ajutorul maşinilor rotative şi cu ajutorul condensatorilor statici, arătînd că ultima soluţie este mai avantajoasă din punct de vedere economic — preţ şi întreţinere.

Partea a doua a lucrării se referă la aplicaţiile electromecanice, avînd un singur capitol: motorul electric în industrie. Paragrafele sînt: comanda electrică a aparatajului industrial; comanda maşinilor unelte; comanda laminoarelor; comanda maşinilor de ridicat. Se dau diverse scheme de principiu şi diagrame de comandă a maşinilor, arătîndu-se modul în care trebuie variată viteza şi cuplul maşinilor în diverse situaţii.

Partea a treia se intitulează: Aplicaţiile electrotermice, dar sub acest titlu se includ de fapt două discipline distincte: încălzirea electrică industrială şi iluminarea electrică prin incandescenţă. In prima parte se expun bazele diverselor tehnice de încălzire: cuptoare rezistive, cuptoare de inducţie în joasă frecvenţă, cuptoare de înaltă frecvenţă, încălzirea prin raze infraroşii, încălzirea prin pierderi dielectrice, sudura electrică prin rezistenţă. Pentru această parte se dă circa 40 pagini. Inafară de expunerea diverselor soluţii tehnice — cum ar fi cuptorul Kjellin, cuptorul Ajax — Wyatt — se expun şi fenomene mai particulare, cum ar fi de exemplu denivelarea metalului topit în anumite condiţii de frecvenţă, arătîndu-se importanţa problemei pentru practică.

A doua diviziune a acestei părţi se referă la iluminarea electrică prin incandescenţă. Se expun mai întîi noţiunile clasice asupra teoriei radiaţiei, definindu-se şi mărimile care intră în joc. Se trece apoi la caracteristicile vizuale ale radiaţiilor şi se trece apoi la sursele luminoase cu incandescenţă. Se expun unele noţiuni asupra corpurilor de iluminat, şi se dau noţiuni asupra metodelor de proiectare a iluminării, dîndu-se şi tabele de valori. Acestui capitol i se acordă circa 35 pagini.

Ultima parte a cărţii se referă la aplicaţiile electronice şi ionice. Este cea mai dezvoltată din carte — 230 pagini — arătînd importanţa actuală a problemei. Materialul expus este vast — însă nu se poate epuiza subiectul. Dezvoltările actuale ale electronicii sînt extrem de variate, iar aici se expun numai unele din aplicaţiile electronicii industriale.

Pentru a avea o imagine asupra conţinutului acestei cărţi este bine a enumera capitolele: fundamentele electronicii (descărcări în vid cu catod rece şi cald); tuburi electronice cu vid ridicat; celule fotoelectrice; radiologie industrială; osciloscopul catodic; luminarea prin luminiscenţă; supape electronice; arcul electric la presiune normală.

Se remarcă din această expunere că problemele circuitelor electronice sînt expuse foarte fugitiv — numai în unele paragrafe se expun noţiuni asupra amplificatorilor şi oscilatorilor. De asemenea capitolul foarte important al automatizărilor nu figurează în actuala expunere.

Partea de electronică este expusă totuşi corect — ca şi în întreg restul lucrării insistîndu-se asupra fenomenelor fizice. Nu trebuie înţeles că problema amplificatorilor sau a oscilatorilor lipsesc din carte. Ele sînt însă prezentate relativ sumar faţă de actuala dezvoltare a problemei.

Lucrarea este foarte clar scrisă, şi este însoţită de numeroase figuri bine executate care uşurează mult expunerea.

Lucrarea de faţă ridică însă şi o problemă mai generală relativă la predarea electronicii la nespecialişti. Credem că linia adoptată este justă, de insistare asupra fenomenului fizic.

Lucrarea recenzată este de valoare şi credem că ar fi util ca cei ce se interesează de aplicaţiile electricităţii să o consulte.

Ca prezentare grafică, lucrarea apare în foarte bune condiţii.

Prof. ing. Edm. Nicolau

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăseseu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Andronescu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm, Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleț,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**

E 2040

Institutul de documentare tehnică
BUCUREŞTI
OBMEH - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - OBMEHA

R

Könyvtár TULAJDONA

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

5

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

**** : 1 Mai, ziua solidarităţii internaţionale a celor ce muncesc 197

Pl. Andronescu : Erorile de conectare, la măsurarea energiei reactive pentru circuite trifazate simetrice în regim sinusoidal 199

Tr. Sălăgean : Consideraţii asupra transformatorilor cu bobină de reactanţă, folosiţi la sudarea cu arcul electric 205

A. Semlyen : Cîteva probleme în legătură cu calculul releelor directe de curent maxim . 210

N. Vulpescu şi *A. Millea* : Stabilitatea frecvenţei oscilatorilor cu cuarţ 217

V. Solcan : Unele aspecte privind combaterea paraziţilor radioelectrici de natură industrială 224

NOTE

T. T. : Transferul energiei electromagnetice . 234

CRONICA 235

DOCUMENTARE 237

BIBLIOGRAFIE 244

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

***: 1-ое мая, международный день солидарности трудящихся 197

Пл. Андронеску: Погрешности включения измерения реактивной мощности для симметричных трехфазных цепей в синусоидальном режиме 199

Тр, Сэлэжан: О трансформаторах с реактивными обмотками используемые при сварке с электрической дугой 205

А. Шемлиен: Некоторые вопросы в связи с расчетом реле направления максимального тока 210

Н. Вулпеску и *А. Милеа*: Устойчивость частоты кварцевых колебательных контуров 217

В. Солкан: О борьбе с промышленными радиоэлектрическими помехами 224

ЗАМЕТКИ

Т. Т.: Переведение акектромагнитной энергии 234

ХРОНИКА 235

ДОКУМЕНТАЦИЯ 237

БИБЛИОГРАФИЯ 244

SOMMAIRE

Page

**** : 1-er Mai, jour de la solidarité internationale de ceux qui travaillent 197

Pl. Andronescu : Connexions erronées lors de la mesure de l'énergie réactive des circuits triphasés symétriques en régime sinusoidal. 199

Tr. Sălăgean : Considérations sur les transformateurs à bobine de réactance utilisés pour soudures à l'arc électrique 205

A. Semlyen : Quelques problèmes reliés au calcul des relais directs de courant maximum. 210

N. Vulpescu et *A. Millea* : La stabilité de la fréquence des oscilateurs à quartz 217

V. Solcan : Quelques aspects concernant la lutte contre les parasites radioélectriques de nature industrielle 224

NOTES

T. T. : Le transfert de l'énergie électro-magnetique 234

CHRONIQUE 235

DOCUMEMTATION 237

BIBLIOGRAPHIE 244

INHALT

Seite

**** : 1 Mai, Tag der internationalen Solidarität der Arbeitenden 197

Pl. Andronescu : Schaltungsfehler beim Messen der Blindenergie symetrischer Drehstromkreise mit Sinusförmigen Betriebsverhältnissen 199

Tr. Sălăgean : Einige Betrachtungen über die beim Bogenschweissen verwendeten Transformatoren mit Drosselspule 205

A. Semlyen : Einige Probleme in verbindung mit der Berechnung der Überstromauslöser 210

N. Vulpescu u. *A. Millea* : Die Stabilität der Quarzoszillatoren 217

V. Solcan : Einige Formen der Bekämpfung der industriellen radioelektrischen Störungen 224

BEITRÄGE

T. T. : Die Übertragung der elektromagnetischen Energie 234

CHRONIK 235

DOKUMENTIERUNG 237

BUCHBESCHREIBUNG 244

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 5
MAI

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

1 Mai, ziua solidarităţii internaţionale a celor ce muncesc

In fiecare an, la *1* Mai, oamenii muncii sărbătoresc ziua solidarităţii lor internaţionale.

Începuturile acestei sărbători, le găsim în trecutul mişcării muncitoreşti din S.U.A. La *1* Mai *1886*, s-au desfăşurat greva generală şi demonstraţia însoţită de ciocniri cu poliţia, care au avut loc la Chicago, grevele şi demonstraţiile muncitoreşti din S.U.A., sub lozinca îmbunătăţirii condiţiilor de muncă, a reducerii zilei de lucru la *8* ore.

Aceste acţiuni ale muncitorilor americani şi-au găsit simpatia şi solidaritatea oamenilor muncii din întreaga lume.

Congresul Internaţionalei a II-a din *1889* a hotărît ca ziua de *1* Mai să devină ziua de luptă revoluţionară a oamenilor muncii.

Cu ocazia tradiţionalei sărbători de *1* Mai se obişnuieşte o trecere în revistă a forţelor clasei muncitoare, să se facă un bilanţ al realizărilor şi să se întrevadă perspectivele.

Mişcarea muncitorească internaţională a obţinut succese deosebit de importante. Creşte şi se întăreşte permanent forţele socialismului o dată cu slăbirea necontenită a capitalismului mondial şi destrămarea sistemului colonial.

Unitatea mişcării muncitoreşti se întăreşte în focul luptei pentru o pace trainică, pentru democraţie şi un viitor asigurat.

Socialismul este astăzi un sistem mondial în permanentă dezvoltare, o forţă morală şi materială în slujba dezvoltării imperioase a lumii pe calea progresului.

Comunicatul asupra îndeplinirii celui de al doilea plan cincinal al U.R.S.S. ilustrează puternicul avînt al înaintării spre comunism. In *1955*, Uniunea Sovietică a produs mai multă energie electrică şi mai mult oţel decît Anglia şi Germania Occidentală laolaltă. Uniunea Sovietică a obţinut realizări remarcabile în folosirea energiei nucleare în scopuri paşnice. Aceste realizări se datoresc Partidului Comunist al Uniunii Sovietice, conducerii sale leniniste.

Sub conducerea partidului comunist, aplicînd învăţătura marxist-leninistă, poporul chinez înfăptuieşte un vast program de construcţie a socialismului.

Mari succese au obţinut în munca paşnică ţările de democraţie populară; producţia industrială a ţărilor de democraţie populară în Europa a crescut cu *2,5* pînă la *5,5* ori raportat a nivelul antebelic.

Realizări importante pe drumul construcţiei socialismului au obţinut popoarele R.P.F. Jugoslave. In *1955*, nivelul producţiei industriale a fost depăşit de *2,8* ori faţă de nivelul antebelic.

Economia capitalistă este din ce în ce mai nestabilă şi se dezvoltă într-un ritm inegal. Scăderea continuă a nivelului de trai, şomajul în masă, caracterizează viaţa oamenilor muncii. Cheltuielile militare ale Statelor Unite au sporit în *1954—1955* de *70* ori faţă de *1913—1914*. Lumea capitalistă se află în faţa unei crize economice mondiale.

Asistăm la destrămarea sistemului colonial, la eliberarea acestor popoare de sub jugul capitalist. Astăzi se pune problema lichidării totale a sistemului colonialist.

1 Mai, anul acesta, găseşte majoritatea omenirii unită sub semnul coexistenţei paşnice a ţărilor cu sisteme sociale diferite. Bazată pe învăţătura leninistă despre coexistenţa paşnică, Uniunea Sovietică şi statele socialiste duc o politică de îmbunătăţire a relaţiilor internaţionale, de stabilire şi întărire a încrederii între ele. Vizita în Anglia a lui N.A. Bulganin şi N.S. Hrusciov cît şi rezultatele tratativelor desfăşurate îndreptăţesc eforturile popoarelor care sprijină ideea coexistenţei paşnice. Desigur că mai sînt cercuri imperialiste adepte ale „războiului rece" şi ale „politicii de pe poziţiile de forţă" dar războiul nu mai este o fatalitate şi poate fi preîntîmpinat. Astăzi, forţele capabile să împiedice o agresiune imperialistă sînt mai puternice ca oricînd. Aceste forţe creşcînde se compun din comunitatea ţărilor socialiste, grupul de state socialiste şi nesocialiste adepte ale coexistenţei paşnice, puternica mişcare muncitorească condusă de partidele comuniste, mişcarea mondială a popoarelor pentru pace.

Cu prilejul zilei de *1* Mai popoarele îşi manifestă hotărîrea de a pune stavilă politicii războinice duse de unele cercuri imperialiste, de a obţine slăbirea continuă a încordării internaţionale, de a se realiza un acord în problema dezarmării generale.

In lupta pentru apărarea păcii, o importanţă deosebită o are problema unităţii clasei muncitoare. Intărind colaborarea frăţească dintre partidele clasei muncitoare, lichidînd scizi-unea din mişcarea muncitorească, înfăptuind unitatea de acţiune a sindicatelor, clasa muncitoare va acţiona ca o sin-

gură forță organizată și va împiedica războiul. Poporul nostru sărbătorește *1* Mai traducînd în viață hotărîrile Congresului al II-lea al partidului.

Dezvoltînd neîncetat industria socialistă și cu precădere industria grea, în cel de al II-lea cincinal, trebuie să se asigure întărirea și lărgirea sectorului socialist în agricultură, astfel ca el să devină preponderent, atît ca suprafață cît și ca producție marfă.

Dezvoltarea industriei electrotehnice, după primul plan cincinal, este o mărturie a justeței politicii de industrializare. In *1955* s-a înregistrat o creștere a producției de *3,7* ori față de *1950*, s-a asimilat un amplu sortiment de produse de tehnicitate ridicată, care duc la asigurarea în măsură din ce în ce mai mare a necesităților de echipament electrotehnic a diverselor ramuri industriale, asigurarea majorității necesităților de echipament electric pentru transportul și distribuția energiei electrice.

In industria electrotehnică, s-a realizat o creștere a productivității muncii de *2,7* ori față de *1950*.

Sarcini din ce în ce mai importante stau în fața industriei electrotehnice în cel de al doilea cincinal. Vor trebui asimilate noi produse de înaltă tehnicitate, astfel va trebui să fie fabricată în țară aparatura necesară rețelelor de *110* kV, cum ar fi transformatori de forță de *110* kV, *10* și *20* MVA cu reglaj sub sarcină, întreruptori automați de *110* kV și transformatori de măsură corespunzători.

Va trebui să se realizeze echipamente necesare introducerii centralizării electrodinamice în stațiile de cale ferată, se va pune în fabricație un sortiment variat de motoare sincrone între *150—500* kV, care va asigura ridicarea factorului de putere.

Tot referitor la ridicarea factorului de putere, se va lărgi sortimentul compensatorilor sincroni de mare putere și se va fabrica în serie condensatori de forță.

Se va pune un accent sporit pe producția generatorilor de frecvență ridicată. De asemenea, se vor produce centrale telefonice automate și elemente de bază ale schemelor de automatizări.

O atenție sporită se va acorda produselor electrotehnice de uz casnic. Astfel, se vor pune în fabricație un volum maxim de piese pentru aparate de radiorecepție, se va introduce fabricația în serie a aparatelor de televiziune ș. a.

*

1 Mai găsește oamenii muncii strîns uniți în jurul partidului și guvernului absorbiți de munca pașnică, constructivă pentru îndeplinirea directivelor celui de al doilea Congres al partidului.

R.P.R. acordă o deosebită importanță dezvoltării contactelor între popoare, a legăturilor de prietenie cu toate statele pe baza respectării suveranității naționale, a relațiilor de egalitate și a neamestecului în treburile interne ale altor țări.

Politica externă a R.P.R. de coexistență pașnică este o contribuție la cauza întăririi păcii.

1 Mai reprezintă un prilej de reafirmare a unității oamenilor muncii din țara noastră, de întărire a solidarității internaționale a muncitorilor.

Erorile de conectare la măsurarea energiei reactive pentru circuite trifazate simetrice în regim sinusoidal

Prof. dr. ing. PL. ANDRONESCU

621.317.38.016.45

La folosirea contoarelor de energie activă, pentru măsurarea energiei reactive, se impun anumite conectări ale acestor contoare la rețeaua trifazată. In lucrare se arată ce erori pot să apară atunci cînd condiția de simetrie a tensiunilor de borne nu este satisfăcută.

Pentru un circuit trifazat simetric fără conductorul neutru, arătat în fig. 1, *a* tensiunile și curenții electrici sînt redați în fig. 1, *b*. Intr-un astfel de caz, tensiunile de fază $\mathcal{U}_1$, $\mathcal{U}_2$, $\mathcal{U}_3$ se construiesc în diagramă cu ajutorul medianelor. Ca urmare rezultă :

$$\mathcal{U}_1 + \mathcal{U}_2 + \mathcal{U}_3 = 0. \qquad (1)$$

Relația (1) mai poate fi valabilă și în anumite cazuri de nesimetrie ale circuitului trifazat

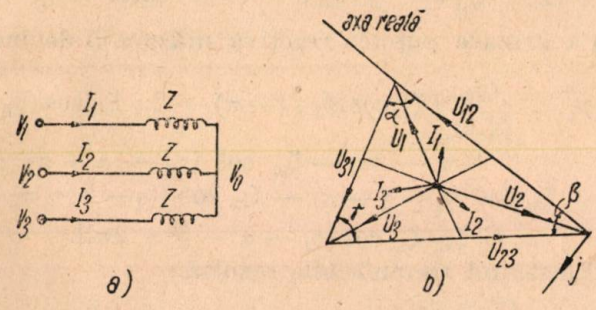


Fig. 1. Schema și diagrama valorilor efective în planul complex pentru circuite trifazate simetrice.

fără conductorul neutru. Astfel de cazuri însă nu ne interesează.

Considerăm cazul folosirii unui contor trifazat de inducție obișnuit, construit pe principiul a două wattmetre.

In cele ce urmează se folosește wattmetrul în locul contorului electric, dat fiind că cuplul activ care acționează asupra discului contorului are aceeași valoare ca acela care acționează asupra bobinei mobile a wattmetrului.

Pentru măsurarea puterii, respectiv a energiei reactive, cu ajutorul wattmetrelor și a contoarelor obișnuite, ne folosim obișnuit de un montaj în care se înregistrează experimental valoarea medie a unei puteri p_r', în bază relației :

$$\sqrt{3}p_r' = i_1 u_{23} + i_2 u_{31} + i_3 u_{12}. \qquad (2)$$

Valoarea medie a lui p_r' măsoară puterea reactivă P_r.

Numai în cazul cînd tensiunile de bornă $\mathcal{U}_{12}$, $\mathcal{U}_{23}$, $\mathcal{U}_{31}$ sînt simetrice, ele pot reprezenta tensiuni defazate cu cîte 90° față de tensiunile de fază : $\mathcal{U}_1$, $\mathcal{U}_2$, $\mathcal{U}_3$ și în consecință numai în acest caz puterea reactivă măsurată pe baza relației (2) apare ca o sumă de puteri active momentane în raport cu tensiunile de borne, înmulțită cu factorul $\sqrt{3}$.

In cazul cînd circuitul trifazat fără conductorul neutru, este nesimetric, atunci tensiunile de fază diferă de cele de mai sus.

Totuși, și în acest caz, putem considera că p_r' ne conduce la măsura puterii reactive, dar numai atunci cînd tensiunile de borne sînt simetrice.

Se întîmplă însă, adeseori, ca tensiunile de borne să nu fie simetrice, în care caz relația (2) nu mai redă exact puterea reactivă.

Determinarea erorilor într-un astfel de caz, formează obiectul lucrării de față.

Fig. 2, *a* reprezintă schema de conectare a celor doi wattmetri pentru măsurarea puterii reactive, iar fig. 2, *b* și 2, *c* indică schemele de

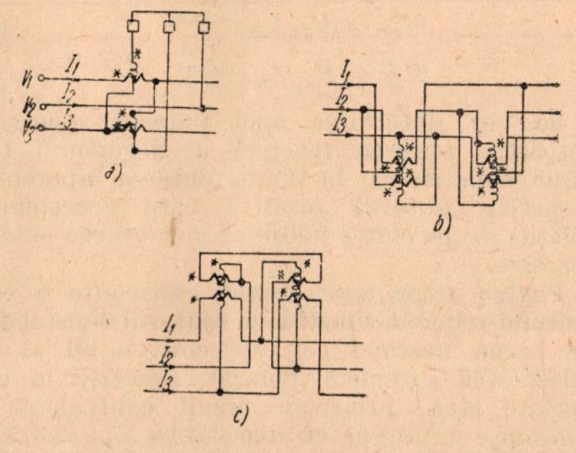


Fig. 2. Schemele de conectare pentru wattmetru *a)* și contoare pentru energia reactivă (*b*) și (*c*).

conectare pentru cîte doi contori la măsurarea energiei reactive.

Inlocuind curentul electric i_2 în (2) prin $(-i_1 - i_3)$ se obține :

$$\sqrt{3}\, p_r' = i_1 (u_{23} - u_{31}) + i_3 (u_{12} - u_{31}). \qquad (3)$$

De altfel, din fig. 1, *b* se mai deduce :

$$u_{23} - u_{31} = -3\, u_3$$

$$u_{12} - u_{31} = 3\, u_1$$

astfel că relația (3) mai poate lua forma:

$$\sqrt{3}\, p_r' = -3\, i_1\, u_3 + 3\, i_3\, u_1. \qquad (4)$$

Relația (4) conduce la schema celor doi wattmetri din fig. 2, *a*.

Inlocuind tensiunea de borne u_{31} în (2) prin $(-u_{12} - u_{23})$ se obține:

$$\sqrt{3}\, p_r' = i_1 u_{23} - i_2 u_{-3} + i_3 u_{12} - i_2 u_{12}. \qquad (5)$$

Relația (5) conduce la cele două scheme de conectare ale contoarelor pentru măsurarea energiei reactive din fig. 2, *b* și 2, *c*.

In schema 2, *b* se ține seama de tensiunile $u_{23}, -u_{23}, u_{12}, -u_{12}$, pe cînd în schema 2, *c* se iau în considerare curenții electrici: $i_1, -i_2, i_3, -i_2$, din relația (5).

Schema 2, *a* în baza relației (4) este valabilă în cazul cînd circuitul trifazat este simetric și nu posedă conductorul neutru, deoarece în acest caz avem:

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\ u_1 + u_2 + u_3 &= 0 \end{aligned}$$

pe cînd schemele 2, b și 2, c care corespund relației (5) sînt valabile și pentru un circuit trifazat cu conductorul neutru, deoarece relația $u_{12} + u_{23} + u_{31} = 0$ este valabilă indiferent dacă există sau nu conductorul neutru.

Pentru a ajunge la determinarea erorilor, vom exprima mai întîi tensiunile de borne $\mathcal{U}_{23}$, $\mathcal{U}_{31}$ în forma:

$$\begin{aligned} \mathcal{U}_{23} &= U_{12}\, \zeta_{23}\, e^{-j(\pi-\beta)} \qquad (6) \\ \mathcal{U}_{31} &= U_{12}\, \zeta_{31}\, e^{j(\pi-\alpha)} \end{aligned}$$

Se vor determina apoi puterea aparentă respectiv puterea reactivă a circuitului trifazat simetric și, în sfîrșit, puterea aparentă, respectiv puterea reactivă care corespunde relației (3) pe care o folosim la măsurarea puterii reactive.

Pentru exprimarea puterii aparente a circuitului trifazat simetric cu ajutorul tensiunilor de borne nesimetrice, este convenabil să se înlocuiască circuitul trifazat simetric în conectare stea, printr-un circuit echivalent în conectare triunghi cu impedanța $\mathfrak{Z}_{12} = 3\,\mathfrak{Z}$*).

Se obține:

$$\begin{aligned} \mathfrak{P}_a &= \mathcal{U}_{12}\, \bar{\mathfrak{I}}_{12} + \mathcal{U}_{23}\, \bar{\mathfrak{I}}_{23} + \mathcal{U}_{31}\, \bar{\mathfrak{I}}_{31} = \\ &= \mathcal{U}_{12} \frac{\bar{\mathcal{U}}_{12}}{3\,\bar{\mathfrak{Z}}} + \mathcal{U}_{23} \frac{\bar{\mathcal{U}}_{23}}{3\,\bar{\mathfrak{Z}}} + \mathcal{U}_{31} \frac{\bar{\mathcal{U}}_{31}}{3\,\bar{\mathfrak{Z}}} = \\ &= U_{12}^2 \frac{e^{j\varphi_1}}{3Z} (1 + \zeta_{23}^2 + \zeta_{31}^2). \qquad (7) \end{aligned}$$

*) In cele ce urmează se presupun nesimetrii de tensiuni mici și anume un factor de nesimetrie

$$c = \frac{U_1''}{U_1'}$$

mai mic de 5%. In acest caz impedanța inversă este practic nulă.

Din (7) se deduce peterea reactivă a circuitului trifazat în forma:

$$P_r = \frac{U_{12}^2}{Z} \sin\varphi_1 \frac{1}{3} (1 + \zeta_{23}^2 + \zeta_{31}^2). \qquad (8)$$

Puterea aparentă corespunzătoare puterii reactive măsurate o deducem din (3).

Se obține:

$$\begin{aligned} \mathfrak{P}_a' &= \frac{1}{\sqrt{3}} \Big[(\mathcal{U}_{23} - \mathcal{U}_{31}) \frac{e^{j\varphi_1}}{3Z} (\bar{\mathcal{U}}_{12} - \bar{\mathcal{U}}_{31}) + \\ &+ (\mathcal{U}_{12} - \mathcal{U}_{31}) \frac{e^{j\varphi_1}}{3Z} (\bar{\mathcal{U}}_{31} - \bar{\mathcal{U}}_{23}) \Big] = \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{U_{12}^2}{3Z} e^{j\varphi_1} [(\zeta_{23}\, e^{-j(\pi-\beta)} - \zeta_{31}\, e^{j(\pi-\alpha)}) (1 - \zeta_{31}\, e^{-j(\pi-\alpha)}) + \\ &+ (1 - \zeta_{31}\, e^{j(\pi-\alpha)}) (\zeta_{31}\, e^{-j(\pi-\alpha)} - \zeta_{23}\, e^{j(\pi-\beta)})]. \qquad (9) \end{aligned}$$

Ca urmare puterea reactivă măsurată devine:

$$\begin{aligned} P_r' = \frac{U_{12}^2}{\sqrt{3} \cdot 3Z} [& \zeta_{23} \cos(\varphi_1 + \beta - \pi) - \zeta_{23}\, \zeta_{31} \cos(\varphi_1 + \\ & + \beta + \alpha - 2\pi) - \zeta_{31} \cos(\varphi_1 - \alpha + \pi) + \\ & + \zeta_{31} \cos(\varphi_1 + \alpha - \pi) - \zeta_{23} \cos(\varphi_1 - \beta + \pi) + \\ & + \zeta_{23}\, \zeta_{31} \cos(\varphi_1 - \alpha - \beta + 2\pi)]. \end{aligned}$$

Efectuînd simplificările rezultă:

$$\begin{aligned} P_r' = \frac{U_{12}^2\, 2 \sin\varphi_1}{\sqrt{3}\, 3Z} (& \zeta_{23} \sin\beta + \zeta_{23}\, \zeta_{31} \sin\gamma + \\ & + \zeta_{31} \sin\alpha). \qquad (9') \end{aligned}$$

In baza relațiilor:

$$\begin{aligned} \sin\beta &= \zeta_{31} \sin\gamma \\ \zeta_{31} \sin\alpha &= \zeta_{-3} \sin\beta \end{aligned}$$

deduse din fig. 1, *b* expresia puterii reactive măsurate ia forma:

$$P_r' = \frac{U_{12}^2\, 2 \sin\varphi_1}{\sqrt{3}\, Z}\, \zeta_{-3} \sin\beta. \qquad (10)$$

Se constată ușor că numai în cazul cînd tensiunile de borne sînt simetrice, avem:

$$\zeta_{23} = \zeta_{31} = 1 \qquad \alpha = \beta = \gamma = 60°$$

și ca atare puterea reactivă măsurată (10) devine egală cu puterea reactivă a circuitului (8).

In acest caz se obține:

$$P_r = P_r' = \frac{U_{12}^2}{Z} \sin\varphi_1.$$

Ca urmare, în caz de nesimetrie a tensiunilor de borne, ia ființă o eroare de conectare Δ pe care o exprimăm în forma:

$$\Delta = \frac{P_r - P_r'}{P_r'} = \frac{P_r}{P_r'} - 1. \qquad (11)$$

In cele ce urmează se stabilește legătura între gradul de nesimetrie a tensiunilor de borne și eroarea Δ.

In acest scop se exprimă nesimetria tensiunilor de borne prin raportul :

$$\frac{U''_{12}}{U'_{12}} = C \qquad (12)$$

în care tensiunile : U'_{12}, U''_{12}, fac parte din cele două grupuri de tensiuni de borne simetrice cu secvențe opuse, obținute prin descompu-

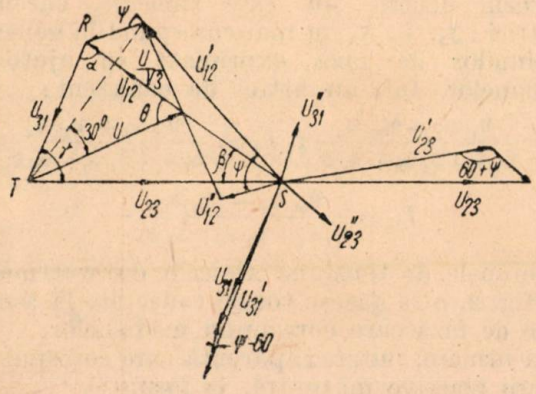


Fig. 3. Cele două grupuri de tensiuni de borne simetrice cu secvențe opuse.

nerea tensiunilor de borne nesimetrice date, după una din metodele cunoscute.

In diagrama din fig. 3 se văd pozițiile celor două tensiuni $\mathcal{U}'_{12}$, $\mathcal{U}''_{12}$, exprimate în forma :

$$\mathcal{U}'_{12} = \frac{U_{12}}{2} + j\,\frac{1}{\sqrt{3}}\,\mathcal{U}$$

$$\mathcal{U}''_{12} = \frac{U_{12}}{2} - j\,\frac{1}{\sqrt{3}}\,\mathcal{U}$$

precum și cele două grupuri de tensiuni simetrice cu secvențe opuse.

Dat fiind că mărimile variabile sînt coeficienții ζ_{23} și ζ_{31} se constată ușor că acești coeficienți pot fi exprimați în funcție de coeficientul de nesimetrie C și de defazarea ψ dintre $\mathcal{U}'_{12}$ și $\mathcal{U}''_{12}$.

De obicei, C apare ca un parametru, astfel că numai ψ este variabila.

Cu ajutorul diagramei din fig. 3 se obțin relațiile :

$$U_{12}^2 = U_{12}'^2 + U_{12}''^2 + 2\,U'_{12}\,U''_{12}\cos\psi$$

$$U_{23}^2 = U_{12}^2\,\zeta_{23}^2 = U_{12}'^2 + U_{12}''^2 - 2\,U'_{12}\,U''_{12}\cos(60+\psi)$$

$$U_{31}^2 = U_{12}^2\,\zeta_{31}^2 = U_{12}'^2 + U_{12}''^2 - 2\,U'_{12}\,U''_{12}\cos(60-\psi)$$

de unde se deduc ;

$$\zeta_{23}^2 = \frac{1 + C^2 - 2\,C\cos(60+\psi)}{1 + C^2 + 2\,C\cos\psi}$$

$$\zeta_{31}^2 = \frac{1 + C^2 - 2\,C\cos(60-\psi)}{1 + C^2 + 2\,C\cos\psi}. \qquad (13)$$

Relațiile (13) permit să se determine : ζ_{23}, ζ_{31} în funcție de ψ care poate varia de la 0 la 2π.

Se poate ușor vedea că prin introducerea relațiilor (13) prin expresiile puterilor reactive (8) și (10), eroarea Δ ar obține o formă prea complicată.

Expresia erorii Δ se simplifică simțitor dacă se exprimă nesimetria prin factorul p definit în forma :

$$p = \frac{1 - C^2}{1 + C^2}. \qquad (14)$$

Cînd nesimetria este nulă ($C = 0$) factorul de nesimetrie p devine egal cu unitatea.

Din fig. 3 se obține :

$$U_{12}'^2 = \left(\frac{U_{12}}{2}\right)^2 + \left(\frac{U}{\sqrt{3}}\right)^2 + 2\,\frac{U_{12}}{2}\,\frac{U}{\sqrt{3}}\cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)$$

$$U_{12}''^2 = \left(\frac{U_{12}}{2}\right)^2 + \left(\frac{U}{\sqrt{3}}\right)^2 - 2\,\frac{U_{12}}{2}\,\frac{U}{\sqrt{3}}\cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)$$

astfel că :

$$U_{12}'^2 - U_{12}''^2 = 2\,U_{12}\,\frac{U}{\sqrt{3}}\sin\theta \qquad (15)$$

$$U_{12}'^2 + U_{12}''^2 = \frac{U_{12}^2}{2} + \frac{2}{3}\,U^2. \qquad (16)$$

Tensiunea ajutătoare U care apare în formulele de mai sus este reprezentate prin segmentul $\overline{TM}$ în fig. 3.

Din (15), (16) se obține factorul de nesimetrie în forma :

$$p = \frac{1 - C^2}{1 + C^2} = \frac{U_{12}\,U\sin\theta}{\frac{\sqrt{3}}{2}\left(\frac{U_{12}^2}{2} + \frac{2}{3}\,U^2\right)}. \qquad (17)$$

Tot din fig. 3 se mai deduce :

$$\zeta_{23}\,U_{12}\sin\beta = U\sin\theta$$

sau :

$$\sin\beta = \frac{U\sin\theta}{\zeta_{23}\,U_{12}}. \qquad (18)$$

Pe de altă parte, exprimînd puterea aparentă a circuitului trifazat cu ajutorul celor două grupuri de tensiuni simetrice cu secvențe opuse :

$$\mathfrak{A}_a = (\mathcal{U}'_{12} + \mathcal{U}''_{12})\,\frac{1}{3\,\bar{\mathcal{Z}}}\,(\bar{\mathcal{U}}'_{12} + \bar{\mathcal{U}}''_{12}) +$$

$$+ (a^2\,\mathcal{U}'_{12} + a\,\mathcal{U}''_{12})\,\frac{1}{3\,\bar{\mathcal{Z}}}\,(\bar{a}^2\,\bar{\mathcal{U}}'_{12} + \bar{a}\,\bar{\mathcal{U}}''_{12}) +$$

$$+ (a\,\mathcal{U}'_{12} + a^2\,\mathcal{U}''_{12})\,\frac{1}{3\,\bar{\mathcal{Z}}}\,(\bar{a}\,\bar{\mathcal{U}}'_{12} + \bar{a}^2\,\bar{\mathcal{U}}''_{12})$$

se obține :

$$\mathfrak{A}_a = (U_{12}'^2 + U_{12}''^2)\,\frac{e^{j\varphi_1}}{Z}, \qquad (19)$$

în care a reprezintă un operator de forma :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

folosit la exprimarea celor două grupuri de tensiuni cu secvențe opuse.

Puterea reactivă a circuitului trifazat simetric devine :

$$P_r = (U'^2_{12} + U''^2_{12}) \frac{\sin \varphi_1}{Z}. \qquad (20)$$

Prin introducerea relației (16) în (20) se obține :

$$P_r = \left(\frac{U^2_{12}}{2} + \frac{2}{3} U^2\right) \frac{\sin \varphi_1}{Z}. \qquad (21)$$

Pe de altă parte din (17) se deduce ecuația :

$$U^2 - \frac{\sqrt{3}\, U_{12} \sin \theta}{p} U + \frac{3}{4} U^2_{12} = 0 \qquad (22)$$

sau

$$\frac{U^2}{U^2_{12}} = -\frac{3}{4} + \frac{\sqrt{3}}{p} \sin \theta \frac{U}{U_{12}}. \qquad (23)$$

Ținînd seama de relațiile (8), (21) se obține :

$$\frac{1}{3}(1 + \zeta^2_{23} + \zeta^2_{31}) = \frac{1}{2} + \frac{2}{3}\left(\frac{U}{U_{12}}\right)^2. \qquad (24)$$

Introducînd (23) în (24) rezultă :

$$\frac{1}{3}(1 + \zeta^2_{23} + \zeta^2_{31}) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\sin \theta}{p} \frac{U}{U_{12}}. \qquad (25)$$

Introducem în sfîrșit, pe (18) în (10), astfel că puterea reactivă a circuitului precum și puterea reactivă măsurată apar în formele :

$$P_r = U^2_{12} \frac{\sin \varphi_1}{Z} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\sin \theta}{p} \frac{U}{U_{12}} \qquad (26)$$

$$P'_r = U^2_{12} \frac{2 \sin \varphi_1}{\sqrt{3}\, Z} \frac{U}{U_{12}} \sin \theta. \qquad (27)$$

Ca urmare eroarea Δ devine :

$$\Delta = \frac{P_r}{P'_r} - 1 = \frac{1}{p} - 1. \qquad (28)$$

Spre exemplu pentru o nesimetrie mică $C\% = 5\%$, care nici nu este luată în seamă la funcționarea motoarelor trifazate, se obține :

$$p = \frac{1 - C^2}{1 + C^2} = \frac{1 - 0{,}05^2}{1 + 0{,}05^2} = \frac{1 - 0{,}0025}{(1 + 0{,}0025)^2} \cong \frac{1}{1 + 0{,}005} = 0{,}995$$

$$\Delta = \frac{1}{0{,}995} - 1 \cong 0{,}005$$

ceea ce arată că Δ într-un astfel de caz este neglijabil.

De altfel și în cazul folosirii contoarelor din fig. 2, *b* și 2, *c* pentru un circuit trifazat simetric se obține același rezultat.

In acest caz puterea aparentă corespunzătoare puterii reactive măsurată din (5) ia forma :

$$\mathfrak{Q}'_a = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{e^{j\varphi_1}}{3Z} [\mathfrak{U}_{23}(\bar{\mathfrak{U}}_{12} - \bar{\mathfrak{U}}_{31}) - \mathfrak{U}_{23}(\bar{\mathfrak{U}}_{23} - \bar{\mathfrak{U}}_{12}) + \mathfrak{U}_{12}(\bar{\mathfrak{U}}_{31} - \bar{\mathfrak{U}}_{23}) - \mathfrak{U}_{12}(\bar{\mathfrak{U}}_{23} - \bar{\mathfrak{U}}_{12})]$$

sau :

$$\mathfrak{Q}'_a = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{e^{j\varphi_1}}{3Z} 3(\mathfrak{U}_{23}\bar{\mathfrak{U}}_{12} - \mathfrak{U}_{12}\bar{\mathfrak{U}}_{23}) = \frac{U^2_{12}}{\sqrt{3}\, Z} \zeta_{23}(e^{j(-\pi+\beta+\varphi_1)} - e^{j(\pi-\beta+\varphi_1)}). \qquad (29)$$

Ca urmare, puterea reactivă măsurată obține aceeași formă ca în (10). Avem :

$$P'_r = \frac{U^2_{12}\, 2 \sin \varphi_1}{\sqrt{3}\, Z} \zeta_{23} \sin \beta.$$

In cazul cînd circuitul trifazat fără conductorul neutru nu este simetric, curenții electrici : $\mathfrak{I}_1$, $\mathfrak{I}_2$, $\mathfrak{I}_3$ nu mai corespund în general tensiunilor de fază exprimate cu ajutorul medianelor. Intr-un astfel de caz avem :

$$I_1 = \frac{\mathfrak{U}_{12}\mathfrak{S}_3 - \mathfrak{U}_{31}\mathfrak{S}_2}{\mathfrak{S}_1\mathfrak{S}_2 + \mathfrak{S}_2\mathfrak{S}_3 + \mathfrak{S}_3\mathfrak{S}_1}; \quad I_2 = \frac{\mathfrak{U}_{23}\mathfrak{S}_1 - \mathfrak{U}_{12}\mathfrak{S}_3}{\mathfrak{S}_1\mathfrak{S}_2 + \mathfrak{S}_2\mathfrak{S}_3 + \mathfrak{S}_3\mathfrak{S}_1};$$

$$I_3 = \frac{\mathfrak{U}_{31}\mathfrak{S}_2 - \mathfrak{U}_{23}\mathfrak{S}_1}{\mathfrak{S}_1\mathfrak{S}_2 + \mathfrak{S}_2\mathfrak{S}_3 + \mathfrak{S}_3\mathfrak{S}_1}.$$

Bobinele de tensiune ale celor doi wattmetri din fig. 2, *a* se găsesc totuși conectate la tensiunile de fază care corespund medianelor.

Ca urmare, puterea aparentă care corespunde puterii reactive măsurată, ia forma :

$$\mathfrak{Q}'_a = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{U^2_{12}}{\bar{\mathfrak{S}}_1\bar{\mathfrak{S}}_2 + \bar{\mathfrak{S}}_2\bar{\mathfrak{S}}_3 + \bar{\mathfrak{S}}_3\bar{\mathfrak{S}}_1} \{\bar{\mathfrak{S}}_3[\zeta_{23} e^{-j(\pi-\beta)} - \zeta_{31} e^{j(\pi-\alpha)}] + \bar{\mathfrak{S}}_2[-\zeta_{23}\zeta_{31} e^{j(\beta+\alpha-2\pi)} + \zeta_{31} e^{-j(\pi-\alpha)}] + \bar{\mathfrak{S}}_1[\zeta_{31}\zeta_{23} e^{j(-\alpha-\beta+2\pi)} - \zeta_{23} e^{j(\pi-\beta)}]\}.$$

Se verifică ușor că pentru :

$$\mathfrak{S}_1 = \mathfrak{S}_2 = \mathfrak{S}_3$$

puterea aparentă $\mathfrak{Q}'_a$ revine la forma (9).

Din expresia lui $\mathfrak{Q}'_a$ se deduce expresia pentru puterea reactivă măsurată P'_r, care în acest caz va diferii mult față de aceea exprimată în (10).

Dacă însă în cazul circuitului trifazat nesimetric fără conductorul neutru, admitem că tensiunile de borne sînt simetrice, atunci formula (3) respectiv (4) reprezintă puterea reactivă a circuitului trifazat, înmulțită cu factorul $\sqrt{3}$.

Pentru circuitul trifazat nesimetric cu conductorul neutru, relația (4) nu mai este valabilă, deoarece relația : $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ nu mai este satisfăcută.

In schimb, relația (5) se menține valabilă.

In acest caz tensiunile de fază se vor confunda în mod aproximativ cu tensiunile de fază corespunzătoare medianelor ; totuși formula (10) nu mai este valabilă, deoarece impedanțele pe fază nu sînt egale.

De aceea se recomandă în cazul unui circuit trifazat nesimetric cu conductorul neutru, să se folosească pentru fiecare fază cîte un contor special construit pentru energie reactivă.

Dacă se ține seama de problema îmbunătățirii factorului de putere în întreprinderi, se

constată că este necesar să se urmărească din aproape în aproape (pe ateliere) și cît mai des în timp, consumul de energie activă și reactivă.

In acest scop se pot folosi contoare monofazate obișnuite pentru măsurarea energiei reactive, conectate așa cum se arată în fig. 4,

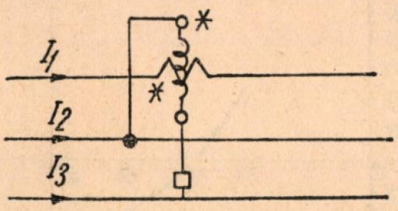


Fig. 4. Folosirea unui wattmetru pentru măsurarea puterii reactive intr-un circuit trifazat simetric.

pentru că ele se pot procura într-un număr mare cu mult mai ușor decît contoarele trifazate.

Contorul monofazat folosit la măsurarea energiei reactive pentrun circuit trifazat simetric, arată valori exacte numai atunci cînd tensiunile de borne sînt simetrice.

In cazul cînd tensiunile de borne nu mai sînt simetrice, spre exemplu se admite o mică nesimetrie $C\% = 5\%$ și dacă factorul de putere ar obține valori în jurul unității, atunci contorul monofazat poate să indice erori cuprinse între $\pm$ 20%, ceea ce dă impresia că metoda propusă nu este convenabilă.

Cum însă folosirea unui astfel de contor monofazat are loc numai în perioada cînd factorul de putere este cu mult mai mic decît unitatea, eroarea devine foarte mică.

In cele ce urmează se arată cum se determină eroarea de conectare Δ atunci cînd se folosește un contor monofazat obișnuit, conectat ca în fig. 4, la un circuit trifazat simetric.

Puterea aparentă care corespunde puterii reactive măsurată ia forma :

$$\mathfrak{Q}'_a = \sqrt{3}\, \mathfrak{U}_{23}\, \bar{\mathfrak{I}}_1 = \sqrt{3}\, U_{12}\, \zeta_{23}\, e^{-j(\pi-\beta)}\, \frac{e^{j\varphi_1}}{3Z}\, U_{12}\,[1 - \zeta_{31}\, e^{-j(\pi-\alpha)}] =$$

$$= \sqrt{3}\, U_{12}^2\, \frac{\zeta_{23}}{Z}\, \frac{1}{3}\,[e^{j(\varphi_1+\beta-\pi)} - \zeta_{31}\, e^{j(\varphi_1+\alpha+\beta-2\pi)}].$$

Ca urmare puterea reactivă măsurată devine :

$$P'_r = \sqrt{3}\, U_{12}^2\, \zeta_{23}\, \frac{1}{Z}\, \frac{1}{3}[\cos(\varphi_1 + \beta - \pi) - \zeta_{31} \cos(\varphi_1 + \alpha + \beta - 2\pi)].$$

Ținînd seama de relațiile :

$$\alpha + \beta = \pi - \gamma$$

$$U_{12} \sin \beta = \zeta_{31}\, U_{12} \sin \gamma$$

obținute din fig. 1, b, expresia puterii reactive măsurată ia forma :

$$P'_r = \sqrt{3}\, U_{12}^2\, \zeta_{23}\, \frac{\sin\varphi_1}{Z}\, \frac{1}{3}\left[2 \sin \beta + \frac{1}{\operatorname{tg}\varphi_1}\, \zeta_{31} \cos\gamma - \cos\beta)\right]. \quad (30)$$

Expresia lui P'_r ne arată că numai în cazul de simetrie a tensiunilor de borne, ultimul termen din sumă devine nul, de unde tragem concluzia că în acest caz de nesimetrie, P'_r depinde și de defazarea φ_1.

Expresia $(\zeta_{31} \cos\gamma - \cos\beta)$ din formula (30) se poate înlocui în felul următor :

Din fig. 1, *b* se obține :

$$\zeta_{31} \cos\gamma + \cos\beta = \zeta_{23}$$

astfel că :

$$\zeta_{31} \cos\gamma - \cos\beta = \zeta_{23} - 2\cos\beta.$$

Tot din fig. 1, *b* mai rezultă :

$$\zeta_{31}^2 = \zeta_{23}^2 + 1 - 2\,\zeta_{23} \cos\beta$$

sau

$$\cos\beta = \frac{1+\zeta_{23}^2-\zeta_{31}^2}{2\,\zeta_{23}}.$$

Ca urmare avem :

$$\zeta_{31} \cos\gamma - \cos\beta = \frac{\zeta_{31}^2-1}{\zeta_{23}}. \quad (31)$$

Inlocuind în (30) pe sin β cu expresia (18) și pe $\zeta_{31} \cos\gamma - \cos\beta$ cu expresia (31), se obține puterea reactivă măsurată în forma :

$$P'_r = \frac{U_{12}^2 \sin\varphi_1}{\sqrt{3}\, Z}\left[2\,\frac{U \sin\theta}{U_{12}} + \frac{1}{\operatorname{tg}\varphi_1}\,(\zeta_{31}^2 - 1)\right]. \quad (32)$$

Comparînd formula (32) cu (27) se constată că atunci cînd se folosește un contor monofazat în locul celui trifazat, apare în plus termenul :

$$\frac{U_{12}^2 \cos\varphi_1}{\sqrt{3}\, Z}\,(\xi_{31}^2 - 1).$$

Un astfel de termen dispare cînd încărcarea circuitului este pur inductivă $\left(\varphi_1 = \frac{\pi}{2}\right)$.

Din cele de mai sus rezultă că eroarea Δ obține forma :

$$\Delta = \frac{P_r}{P'_r} - 1 = \frac{2\,\frac{\sin\theta}{p}\,\frac{U}{U_{12}}}{2\sin\theta\,\frac{U}{U_{12}} + \frac{1}{\operatorname{tg}\varphi_1}\,(\xi_{31}^2-1)} - 1. \quad (33)$$

Pentru a stabili variația lui Δ în funcție de θ atunci cînd p și tg φ_1 sînt considerați ca parametri, relevăm următoarele :

Ecuația (22) are ca soluție :

$$U = \frac{\sqrt{3}}{2}\, U_{12}\left(\frac{\sin\theta}{p} \pm \sqrt{\frac{\sin^2\theta}{p^2} - 1}\right)$$

de unde se deduce :

$$\frac{U}{U_{12}} = \frac{\sqrt{3}}{2}\left(\frac{\sin\theta}{p} \pm \sqrt{\frac{\sin^2\theta}{p^2} - 1}\right) \quad (34)$$

$\frac{U}{U_{12}}$ obține o valoare reală cînd condiția :

$$\sin\theta \geqslant p \quad (35)$$

este îndeplinită.

Spre exemplu pentru $C\% = 5\%$, deci pentru

$$p = 0{,}995$$

rezultă din

$$\sin\theta \geqslant 0{,}995$$

limitele lui θ: $96° \geqslant \theta \geqslant 84°$.

Aşadar ca prim rezultat pentru determinarea lui Δ se obţin limitele în care poate varia θ, iar din (34) se determină $\frac{U}{U_{12}}$ ca funcţie de θ.

In felul acesta se vede uşor avantajul care se obţine, prin introducerea lui θ în locul lui Ψ.

Mai rămîne să se vadă cum variază ξ_{31}^2 în funcţie de θ.

In acest scop ne folosim de triunghiul din fig. 3 din care deducem:

$$(\xi_{31}\, U_{12})^2 = U^2 + \left(\frac{U_{12}}{2}\right)^2 - 2\, U\, \frac{U_{12}}{2}\cos\theta$$

astfel că:

$$\xi_{31}^2 = \frac{U^2}{U_{12}^2} + \frac{1}{4} - \frac{U}{U_{12}}\cos\theta.$$

Pe de altă parte, ţinînd seama de relaţia (23) se obţine:

$$\xi_{31}^2 = -\frac{1}{2} + \frac{U}{U_{12}}\left(\frac{\sqrt{3}}{p}\sin\theta - \cos\theta\right). \quad (36)$$

Relaţia (36) arată cum variază ξ_{31}^2 în funcţie de θ.

Cu ajutorul relaţiile (34), (35) şi (36) se poate determina Δ din (33).

Exemplu pentru determinarea erorii Δ

Pentru $C\% = 5\%$ deci pentru $p = \frac{1-C^2}{1+C^2} = 0{,}995$ şi $\cos\varphi_1 = 0{,}96$ ($\operatorname{tg}\varphi_1 = 0{,}29$) relaţia (35) arată că θ variază între 84° şi 96°.

Se calculează valorile numerice cuprinse în tabela 1, cu ajutorul formulelor (34) şi (36).

Tabela 1

θ	$2\sin\theta\,\frac{U}{U_{12}}$	$\frac{2\sin\theta}{p}\,\frac{U}{U_{12}}$	$\xi_{31}^2 - 1$	$\frac{1}{\operatorname{tg}\varphi_1}(\xi_{31}^2 - 1)$	Δ
84°	1,720	1,730	—0,10	—0,345	0,260
86°	1,835	1,840	0,03	0,103	—0,050
88°	1,890	1,897	0,115	0,396	—0,170
90°	1,910	1,920	0,160	0,551	—0,220

Din fig. 5 se deduce că eroarea Δ ca funcţie de θ poate fi cuprinsă între $\pm 20\%$.

Din cele dezvoltate aici se poate vedea că un contor monofazat obişnuit poate fi folosit la măsurarea puterii reactive pentru cazul cînd

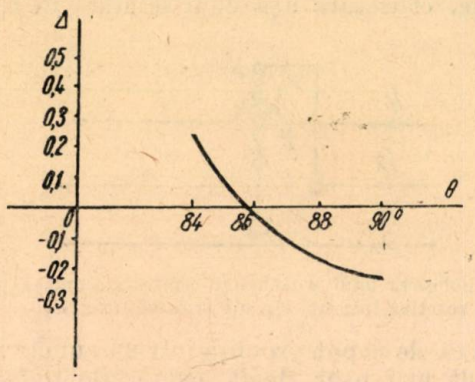


Fig. 5. Δ in funcţie de θ pentru $\cos\varphi_1 = 0{,}96$ şi $C\% = 5\%$.

factorul de putere $\cos\varphi_1$ este sub 0,7, deci, tocmai în perioada îmbunătăţirii factorului de putere.

Formula (32) arată că pentru $\varphi_1 = \frac{\pi}{2}$ contorul monofazat dă acelaşi rezultat ca şi contorul trifazat.

Concluzie

Sprijinindu-se pe relaţia (2) se pot folosi contoare trifazate pentru energie activă şi la măsurarea energiei reactive cînd circuitul trifazat este simetric şi tensiunile de borne sînt de asemenea simetrice.

Cînd tensiunile de borne devin nesimetrice, apare o eroare Δ care depinde numai de factorul de nesimetrie p.

In cazul cînd se foloseşte un singur contor monofazat de energie activă, pentru a măsura energia reactivă, se constată că în caz de nesimetrie a tensiunilor de borne, eroarea Δ depinde nu numai de p ci şi de alţi factori.

Pentru $\varphi_1 = 0$ eroarea Δ devine maximă, iar pentru $\varphi_1 = \frac{\pi}{2}$ eroarea depinde numai de p.

★

ПОГРЕШНОСТИ ВКЛЮЧЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ СИММЕТРИЧНЫХ ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЕЙ В СИНУСОИДАЛЬНОМ РЕЖИМЕ

При использовании счетчиков активной энергии, для измерения реактивной энергии необходимо соблюдать правилы включения таких счетчиков в трехфазной сети.

В работе указываются какие погрешности могут быть при несоблюдении условий симметрий напряжений.

★

SCHALTUNGSFEHLER BEIM MESSEN DER BLINDENERGIE SYMETRISCHER DREHSTROMKREISE MIT SINUSFÖRMIGEN BETRIEBSVERHÄLTNISSEN

Bei Verwendung von Wirkenergiezähler für die Messung der Blindenergie ergeben sich bestimmte Anschlüsse diese zähler an das Drehstromnetz.

Es werden die Fehler dargestellt die entstehen können wenn die Bedingung der Symetrie der Klemmenspannungen nicht eingehalten wird.

Considerații asupra transformatorilor cu bobină de reactanță, folosiți la sudarea cu arcul electric

Ing. TR. SĂLĂGEAN

621.791.735 : 621.314.224

Se analizează funcționarea transformatorilor cu bobină de reactanță, folosiți la sudarea cu arcul electric. Se prezintă o metodă unitară pentru calculul transformatorilor de acest tip, precum și particularitățile în ceea ce privește încercarea unui transformator cu bobină de reactanță, deja construit. Toate considerațiile teoretice sînt apoi comparate cu rezultatele experimentale obținute de autor, în urma încercărilor asupra unui transformator cu bobină de reactanță.

Transformatorii pentru sudarea cu arcul electric în curent alternativ trebuie să satisfacă anumite condiții pentru a putea obține în circuitul de sudură un arc electric stabil. Cercetările teoretice și experimentale întreprinse în ultimul timp, sînt de acord asupra a trei condiții fundamentale:

a) Transformatorul trebuie să aibă o anumită tensiune de mers în gol, în funcție de curentul de sudare. Este bine ca tensiunea de mers în gol să crească o dată cu scăderea curentului de sudare, pentru că la curent de sudare mic condițiile de reaprindere ale arcului devin mai grele.

b) In circuitul de sudură trebuie să existe un defazaj cît mai mare între tensiunea de mers în gol și curentul de sudare, pentru a reduce cît se poate pauza de curent, atunci cînd curentul trece prin zero.

c) Caracteristica exterioară a transformatorului trebuie să fie căzătoare, pentru a asigura stabilitatea arcului și a limita curentul de scurt circuit.

Una din metodele des utilizate, pentru a îndeplini condițiile arătate, constă în montarea unei bobine de reactanță în circuitul de sudură. Din acest punct de vedere se deosebesc transformatori cu bobină de reactanță separată (pentru ușurința expunerii se vor nota transformatorii cu reactanță separată cu *Tr. bs*) și transformatori a căror bobină de reactanță este montată chiar pe miezul magnetic al transformatorului (notat cu *Tr. b*).

Tr. bs. din punct de vedere al calculului și construcției nu diferă cu nimic de un transformator obișnuit de forță monofazat cu răcire naturală în aer, de aceea nu se insistă asupra acestui tip. De observat numai că pentru a avea un domeniu de reglare cît mai larg a curentului de sudare, *Tr. bs* trebuie să aibă o tensiune de scurtcircuit cît se poate de mică.

La *Tr. b*, bobina de reactanță este astfel montată încît unul din jugurile transformatorului face parte din circuitul magnetic al bobinei de reactanță (fig. 1).

Pe lîngă legătura magnetică dintre bobina de reactanță și transformator, mai există și legătura electrică, bobina fiind legată în serie cu înfășurarea secundară a transformatorului. Se poate face legare în serie inversă, așa cum se arată în fig. 1, sau legare în serie directă. La mersul în gol, o parte din fluxul transformatorului Φ_T se închide și prin înfășurarea bobinei de reactanță; acest flux Φ_b este determinat de raportul dintre rezistența magnetică a jugului transformatorului.

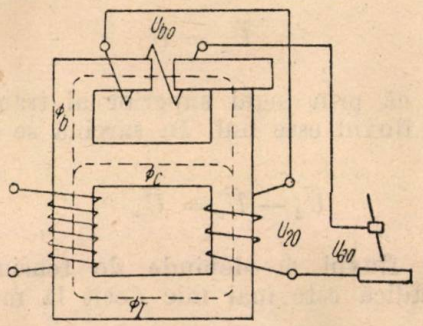


Fig. 1

Ca urmare, la mersul în gol U_{a0} va fi determinat de suma geometrică dintre U_{20} și U_{b0}.

La legarea în serie directă acest fapt s-ar putea folosi pentru mărirea tensiunii de mers în gol U_{a0} cu micșorarea curentului, pentru că Φ_b crește cu micșorarea întrefierului δ. Simultan cu scăderea întrefierului, pentru a mări pe Φ_b trebuie mărită rezistența magnetică a jugului superior al transformatorului. Micșorarea lui δ și mărirea rezistenței magnetice duc însă la vibrații ale părții mobile a miezului și la scăderea factorului de putere. Vibrațiile miezului provoacă nestabilitatea arderii arcului, pentru că prin vibrația lui se deformează curba curentului.

Aceste motive au făcut să se părăsească ideea de a folosi tensiunea U_{b0} pentru a crește pe U_{a0} o dată cu scăderea curentului. În plus, legarea directă se folosește rar, pentru că la mersul în sarcină și legarea serie directă fluxul Φ_c poate atinge de două ori valoarea lui Φ_T și deci jugul superior al transformatorului trebuie dimensionat adecvat, ceea ce duce la complicații constructive.

Practica industrială a condus la folosirea legăturii serie inversă și deci la micșorarea lui

Φ_b prin valori potrivit alese pentru δ și pentru rezistența magnetică a jugului. La legarea serie inversă Φ_b trebuie redus cît se poate de mult, pentru că aici U_{b0} scade pe U_{a0} o dată cu scăderea curentului de sudare, ceea ce nu este de dorit. La legarea serie inversă Φ_c, are următoarea valoare complexă :

$$\bar{\Phi}_c = \frac{j}{\omega n_2}\left(\bar{U}_{20} - \frac{n_2}{n_b}\bar{U}_{b0}\right) \qquad (j^2 = -1) \qquad (1)$$

dacă se neglijează pierderile în transformator. Constructiv se ia, de obicei, același număr de spire în bobina de reactanță și la înfășurarea secundară a transformatorului, adică :

$$n_2 = n_b \qquad (2)$$

și deci :

$$\bar{\Phi}_c = \frac{j}{\omega n_2}(\bar{U}_{20} - \bar{U}_{b0}). \qquad (3)$$

In particular, la scurtcircuit, unde :

$$\bar{U}_2 = \bar{U}_b \qquad (4)$$

rezultă că prin jugul superior al transformatorului fluxul este nul. In sarcină se observă că :

$$\bar{U}_2 - \bar{U}_b = \bar{U}_a \qquad (5)$$

și deci fluxul Φ_c depinde de tensiunea arcului, adică este mai mic decît la mersul în gol.

Din cele expuse se desprind cîteva concluzii interesante cu privire la transformatorii de tipul *Tr. b* și anume :

a) Repartiția fluxului magnetic în transformator variază de la mersul în gol pînă la scurtcircuit, în sensul că la legarea directă pierderile în fier cresc, iar la legarea în serie inversă scad. La încercările clasice de mers în gol și scurtcircuit, separarea pierderilor în fier trebuie făcută prin curba de pierderi specifice în funcție de inducție și în raport cu inducția reală din partea respectivă a miezului.

b) *Tr. b*, în ceea ce privește partea de transformator se calculează și se construiește ca și un transformator de forță monofazat cu răcire în aer, cu dimensionarea jugului transformatorului, potrivit felului în care se va lega bobina de reactanță.

c) Să se evite să se lucreze cu întrefier δ sub 1 — 2 mm, pentru a nu avea vibrații importante și de asemenea nu este posibil ca un transformator construit pentru legarea inversă a bobinei de reactanță să lucreze cu bobina legată în serie directă, fără scăderea însemnată a factorului de putere, a randamentului și a stabilității de ardere a arcului.

d) Din punct de vedere economic, se recunosc pentru *Tr. b*, față de *Tr. bs* următoarele avantaje : consum redus de materiale active, construcție robustă, randament și factor de putere mai bun.

e) Avînd în vedere că dimensionarea și construirea transformatorilor cu bobină de reactanță nu prezintă alte particularități decît cele semnalate, rămîne să se analizeze bobina de reactanță a transformatorilor.

II. Analiza bobinei de reactanță

In fig. 2 sînt desenate după oscilograme : curentul de sudare i și tensiunea arcului U_a,

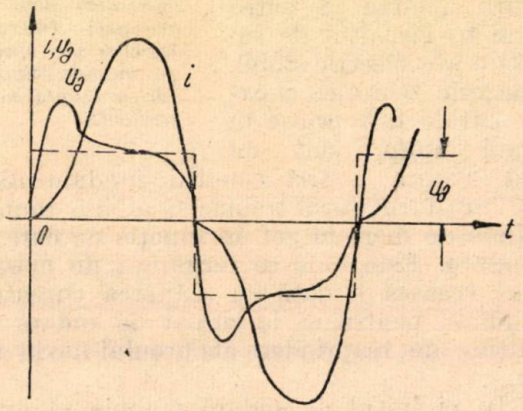


Fig. 2

în funcție de timp, la un arc de curent alternativ care arde normal. Se poate considera că, înafara vîrfului de aprindere, tensiunea arcului are valoarea constantă U_c, adică pentru calcule se folosește curba idealizată pentru tensiunea arcului, așa cum este desenată punctat în fig.2.

In fig. 3 este arătată schema circuitului electric la sudare. Dacă se presupune că tensiunea dată de transformator este sinusoidală, de forma :

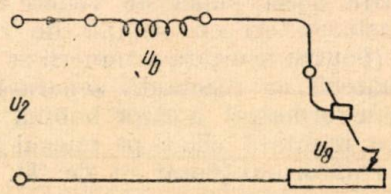


Fig. 3

$$U_2 = \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \qquad (6)$$

și în condițiile simplificate cu privire la tensiunea arcului, atunci ecuația diferențială care descrie fenomenele din circuit, este :

$$L\frac{di}{dt} + U_a = \sqrt{2} \cdot U_2 \sin(\omega t + \varphi) \qquad (7)$$

unde L este inductivitatea bobinei de reactanță. Dacă se integrează ecuația (7) în condiția ca la $t = 0$, $i = 0$ se obține :

$$i = \frac{1}{\omega \cdot L}\left[\sqrt{2}\cdot U_2\{\cos\varphi - \right.$$

$$\left. - \cos(\omega t + \varphi)\} - U_a\,\omega t\right]. \qquad (8)$$

Dacă se pune condiția ca la $\omega t = \pi$, $i = 0$, se poate calcula valoarea necesară a factorului de putere și anume :

$$\cos\varphi = \frac{\pi\, U_a}{2\cdot\sqrt{2}\cdot U_2}. \qquad (9)$$

Introducînd valoarea lui cos φ în expresia curentului se obține valoarea finală a curentului de sudare de forma :

$$i = \frac{1}{\omega L}\left[U_a\left(\frac{\pi}{2} - \omega\cdot t\right) - \right.$$

$$\left. - \sqrt{2}\cdot U_2\cdot\cos(\omega t + \varphi)\right]. \qquad (10)$$

Cu privire la expresia obținută se pot face cîteva observații interesante :

a) Curentul de sudare nu are formă sinusoidală. Partea nesinusoidală este cu atît mai importantă cu cît raportul U_a către U_2 este mai mare, adică cu cît cos φ este mai bun.

b) In general, la sudare, raportul U_a către U_2 este mai mic și anume de ordinul $\frac{1}{3}\cdots\frac{1}{5}$, așa că se poate considera că forma curentului de sudare este practic sinusoidală.

c) Pauza de curent la trecerea curentului prin zero este cu atît mai mică, cu cît partea nesinusoidală a curentului de sudare este mai neglijabilă.

In continuare, vom calcula valoarea efectivă a curentului de sudare, folosind relația cunoscută :

$$I = \sqrt{\frac{\omega}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{\omega}} i^2\cdot dt}. \qquad (11)$$

După toate calculele se obține :

$$I = \frac{1}{\omega L}\sqrt{U_2^2 - \left(2 - \frac{\pi^2}{12}\right)U_a^2} \approx$$

$$\approx \frac{1}{\omega L}\sqrt{U_2^2 - 1{,}177\ U_a^2}\ . \qquad (12)$$

Relația (12) permite calculul reactanței bobinei :

$$X_b = \omega L \qquad (13)$$

fiind date : curentul, tensiunea arcului și tensiunea secundară la transformator.

Calculul reactanței X_b al unei bobine cu miez de oțel și întrefier, îl găsim pe larg în cartea lui B. E. Paton și V. K. Lebedev [1]. Pentru unitatea expunerii, se reproduc în lucrarea de față formulele de bază pentru calcul. In fig. 4 este desenată schematic o bobină de reactanță, fiind puse și cotele mai importante. Prin n_b s-a notat numărul de spire ale bobinei de reactanță.

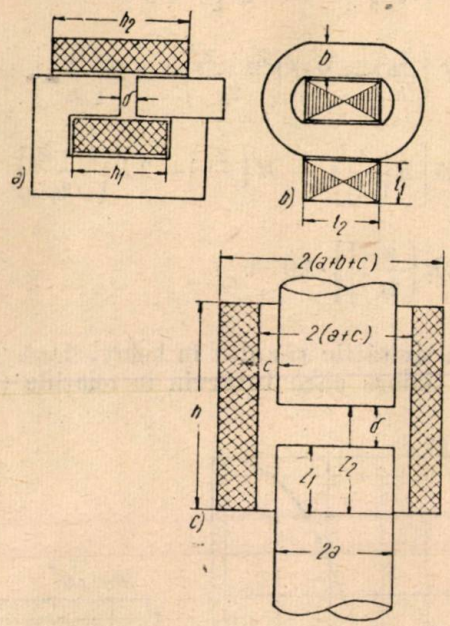


Fig. 4

Se calculează raza echivalentă a miezului bobinei :

$$a = \frac{1}{\pi}(l_1 + l_2) \qquad (14)$$

apoi distanța echivalentă între bobină și miez :

$$c = \frac{l_\delta}{2\pi} - \left(\frac{b}{2} + a\right) \qquad (15)$$

apoi înălțimea medie a înfășurării și coeficientul lui Rogowski :

$$h = \frac{h_1 + h_2}{2} \qquad (16)$$

$$K_R = 1 - \frac{b + c}{\pi\cdot h}. \qquad (17)$$

Reacția bobinei X_b se va calcula cu relația :

$$X_b = 2\cdot\pi\cdot f(L_0 + L_\delta + L_a) \qquad (18)$$

în care f este frecvența, iar L_0, L_δ și L_a se calculează cu ajutorul următoarelor relații:

$$L_0 = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot n_b^2 \cdot K_R}{h}\left(c + \frac{b}{3}\right) 1_s \cdot 10^{-8}$$

$$L_\delta = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot n_b^2}{\delta} \cdot 1_1 \cdot 1_2 \cdot 10^{-8}$$

$$L_a = a\left(\frac{h \cdot n_b}{\delta}\right)^2 \left\{ 1{,}11 \frac{h}{a}\left[H\left(\frac{Z_1}{h}\right) + H\left(\frac{Z_2}{h}\right) - 2H\left(\frac{Z_1+Z_2}{2h}\right) + 2H\left(\frac{\delta}{2h}\right)\right] + 0{,}5\left[R\left(\frac{Z_1}{h}\right) + R\left(\frac{Z_2}{h}\right) - 2R\left(\frac{Z_1+Z_2}{2h}\right) + 2R\left(\frac{\delta}{2h}\right)\right]\right\} \cdot 10^{-8}. \quad (19)$$

Inductivitățile rezultă în henry, dacă dimensiunile liniare care intervin în relațiile (19) se

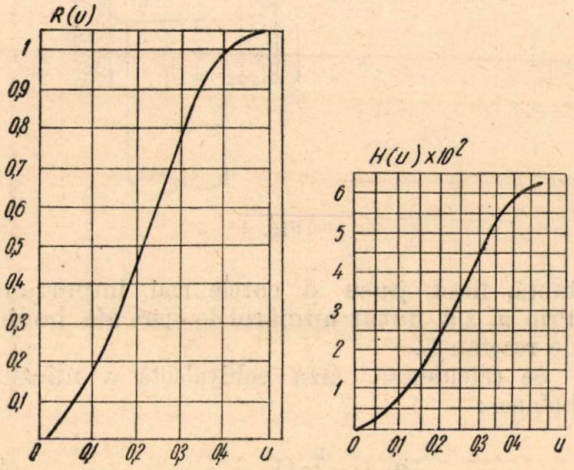


Fig. 5

înlocuiesc în cm. Funcțiile speciale care intervin în expresia lui L_a au semnificațiile:

$$H(u) = u^2\,(1 - u)^2 \quad (20)$$

$$R(u) = \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{\sin^2(\pi \cdot \lambda \cdot u)}{\lambda^3}.$$

Pentru ușurința calculelor în fig. 5 s-a reprodus graficul funcțiilor $H(u)$ și $R(u)$.

III. Calculul bobinei de reactanță.

In cele ce urmează se consideră transformatorul propriu-zis construit și caracteristicile exterioare care trebuie realizate prin montarea bobinei de reactanță, date. Din caracteristicile exterioare se determină U_2, U_a și I pentru fiecare caracteristică. Utilizînd apoi relația (12) se determină X_b pentru fiecare regim de lucru. Se face apoi schița bobinei de reactanță, determinînd întrefierul corespunzător fiecărei valori ale lui X_b. In legătură cu construcția bobinei de reactanță, este bine să se respecte cîteva principii, printre care:

a) Secțiunea miezului de oțel al bobinei să se aleagă identică cu secțiunea miezului de oțel ale transformatorului.

b) Numărul de spire al bobinei de reactanță n_b se alege egal cu numărul de spire secundare n_2 ale transformatorului.

c) In proiectare, se va avea grijă ca întrefierul δ al bobinei să fie suficient de mare pentru orice regim de lucru, pentru a evita vibrațiile părții mobile ale miezului.

d) Partea mobilă a miezului bobinei de reactanță trebuie consolidată cu grije; mecanismul de deplasare să aibă dispozitiv de fixare în poziție a miezului.

IV. Rezultate experimentale

Transformatorul pe care s-au făcut cercetările experimentale este de tipul *Tr. b* și face parte dintr-o instalație pentru sudarea cu argon. Datele sale nominale erau:

$$P = 42 \text{ kVA};\ U_1 = 380/350 \text{ V};$$
$$U_{20} = 120 \text{ V}.$$

La sarcină nominală, adică la: $I = 350$ A și la tensiunea de 380 V sub frecvența de 50 Hz, tensiunea la arc de 40 V, $I_1 = 110$A și durata relativă de funcționare $\varepsilon = 0{,}6$.

Cercetările experimentale s-au făcut la tensiunea de 320 V sub 42 Hz, transformatorul fiind legat la priza de 350 V. Bobina de reactanță este legată în serie inversă cu înfășurarea secundară a transformatorului.

La proba de mers în gol s-a constatat o variație mică a tensiunii de mers în gol cu poziția miezului mobil al bobinei de reactanță astfel că la poziția 100 A a regulatorului, tensiunea de mers în gol era de 98 V, iar la poziția maximă 460 A, tensiunea de mers în gol era de 102 V. Pierderile la mers în gol erau de 250 W, iar $I_{10} = 12$ A.

Reactanța bobinei X_b măsurată în diferite poziții ale regulatorului este arătată în tabela 1. Din caracteristicile exterioare ale transformatorului s-au dedus următoarele valori ale

Tabela 1

Poziția regulatorului	100	250	350	400
δ, mm	5	18	24	31
X_b, Ω	0,66	0,3	0,215	0,19

lui I, U_a şi U_2, pentru diferite poziţii ale regulatorului, după cum se văd în tabela 2.

Din datele tabelei 2, folosind relaţia (12) se poate calcula X_b, rezultatele calculului se văd în tabela 2.

Bobina de reactanţă a transformatorului are următoarele date:

$n_b = 24$ spire; $h_1 = 150$ mm;
$h_2 = 170$ mm; $b = 30$ mm;
$Z_2 = 80$ mm; $l_1 = 115$ mm;
$l_2 = 160$ mm; $l_s = 850$ mm.

Eroarea se referă la calculele faţă de metoda expusă mai sus.

Tabela 2

I A	U_a V	U_2 V	X_b Ω
100	65	98	0,68
250	53	99	0,33
350	42	100	0,25
400	40	102	0,22

Tabela 3

Poz. reg.	δ mm	L_0 $\times 10^{-4}$ H	L_δ $\times 10^{-4}$ H	L_a $\times 10^{-4}$ H	ω	X_b, Ω calculat	X_b, Ω tabela 2	X_b Ω măsurat	Eroarea %
100	5	0,82	26,6	0,5	254	0,708	0,68	0,66	7,28
250	18	0,82	7,4	3,2	254	0,290	0,33	0,30	3,33
350	24	0,82	5,5	1,8	254	0,206	0,25	0,215	−4,5
400	31	0,82	4,4	1,7	254	0,176	0,22	0,19	−7,36

Dacă se fac calcule după metoda arătată anterior, se obţin următoarele valori pentru X_b arătate în tabela 3. In tabela 3 s-au pus şi valorile lui X_b calculate cu datele tabelei 2 şi valorile lui X_b măsurate. Sînt trecute şi erorile în procente faţă de valorile măsurate.

Bibliografie:

[1] *Paton B. E.* şi *Lebedev V. K.*: Elementi rasciotov ţepei i aparatov peremenovo toka dlia dugovoi avarki, Kiev, 1953.

[2] *Rüdenberg R.*: Transient performance of electric power systems, New York-Toronto-London, 1950.

★

О ТРАНСФОРМАТОРАХ С РЕАКТИВНЫМИ ОБМОТКАМИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ СВАРКЕ С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГОЙ

Резюме

Анализируется работа трансформаторов с реактивными обмотками, используемые при сварке э электрической дугой. Предлагается единный метод расчета таких трансформаторов а также и особенности испытания трансформатора с реактивной обмоткой, уже конструированный. Все теоретические выводы сравнивается экспериментальными результатами полученные автором при испытании трансформатора с реактивной обмоткой.

★

EINIGE BETRACHTUNGEN ÜBER DIE BEIM BOGENSCHWEISSEN VERWENDETEN TRANSFORMATOREN MIT DROSSELSPULE

Zusammenfassung

Es wird der Betrieb der Transformatoren mit Drosselspule die beim Bogenschweissen verwendet werden, analysiert. Sodann werden eine einheitliche Methode für die Berechnung dieser Transformatoren, wie auch die Eigenheiten betreffend der Prüfung eines fertig konstruierten Transformators mit Drosselspule vorgezeigt. Diese theoretischen Betrachtungen werden dann mit den vom Autor, auf Grund der Versuche mit einem Transformator mit Drosselspule, erzielten Versuchsergebnissen verglichen.

Cîteva probleme în legătură cu calculul releelor directe de curent maxim

Ing. A. SEMLYÉN

621.316.925.43.001.24

In prima parte a lucrării se determină pe cale grafico-analitică, caracteristica de întîrziere a releelor directe de curent maxim cu caracteristica limitat dependentă. Apoi se calculează valoarea momentană maximă admisibilă a curentului care trece prin bobina unui releu direct şi care solicită electrodinamic, materialul bobinei. Intr-o anexă se dă calculul de rezistenţă al unei bobine.

I. Determinarea pe cale grafico-analitică a caracteristicii de întîrziere la o clasă de relee directe de curent maxim

1. Comunicarea de faţă tratează problema determinării caracteristicii $t = f(I)$ a unui releu direct cu caracteristică limitat dependentă [1] al cărui principiu de funcţionare rezultă din fig. 1. Detaliile constructive pot diferi de la caz la caz, însă principiul de funcţionare este comun—cel reprezentat în figură — pentru o clasă întreagă de relee directe de curent maxim. Elementul esenţial în realizarea caracteristicii limitat dependente (fig. 2) este resortul K care face legătura dintre bara de declanşare A solidară cu mecanismul de întîrziere F şi armătura B a electromagnetului V (excitat de bobina G). Armătura este ţinută în poziţia deschis de către resortul R. Numai dacă curentul prin

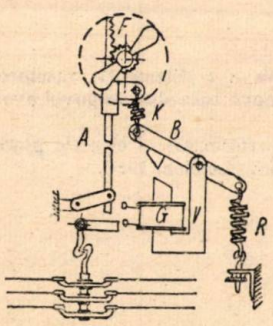


Fig. 1

G întrece o anumită limită, la care cuplul electromagnetic C_a este egal cu cel rezistent C_r ($I > I_0$, fig. 2), armătura B poate fi atrasă şi declanşarea devine posibilă. Forţa se transmite mecanismului de timp şi barei A prin intermediul resortului K. Din această cauză la $I > I_1$, cînd armătura este atrasă brusc, forţa transmisă nu depinde de valoarea curentului şi astfel se obţine porţiunea orizontală a caracteristicii. Reglarea timpului corespunzător curbelor *1, 2, 3* (valorile limită fiind t_1^*, t_2^*, t_3^*...) se face ca în fig. 3 : mecanismul de întîrziere format din balansoarul B şi un sistem de roţi dinţate (reţinute de către balansoar) nu au legătură rigidă cu bara A, această legătură (F) desfăcîndu-se îndată ce rola C loveşte pana U, adică după un timp reglabil prin deplasarea

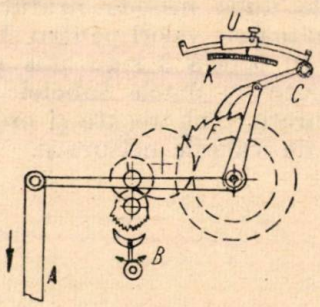


Fig. 3

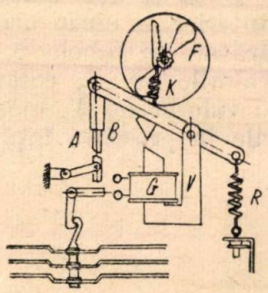


Fig. 4

corespunzătoare a lui U. Cu cît U este mai la stînga, cu atît timpul reglat este mai mare.

Trebuie subliniat faptul că, bara A este legată elastic de armătura B. In cazul unei legături rigide (fig. 4) s-ar obţine o caracteristică dependentă (fig. 5).

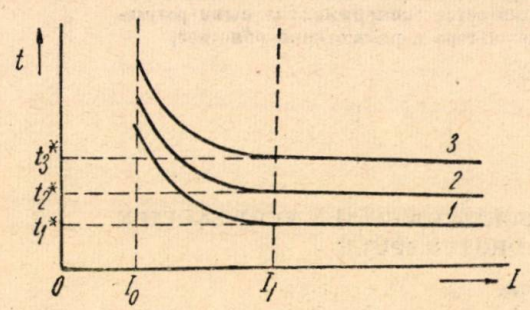


Fig. 2

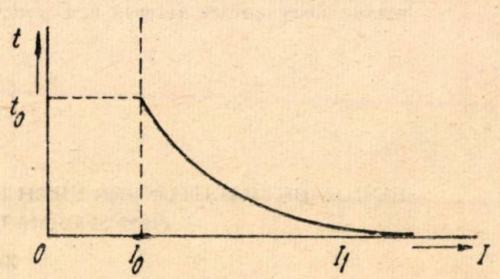


Fig. 5

Funcţionarea releelor directe cu caracteristică limitat dependentă se va analiza pe o schemă de principiu (fig. 6) unde în loc de mişcări de rotaţie apar mişcări de translaţie, momentele şi deplasările unghiulare fiind înlocuite cu forţe şi deplasări (respectiv viteze) liniare. Trecerea de la schema de principiu la cea reală, adică

recalcularea mărimilor corespunzătoare situației reale, nu este legată de dificultăți prea mari. Notațiile din fig. 6 sînt aceleași ca în fig. 1 și 3, iar pentru simetrie sînt reprezentate două resoarte R. In figură armătura B este îndepărtată de miezul V. Deplasările x se vor măsura, în cele ce urmează în raport cu această poziție. Valoarea maximă x_{max}, corespunde armăturii atrase. La deplasarea rolei C cu $x^* < x_{max}$ (v. figura), bara A se va mișca liber sub acțiunea resortului K producînd declanșarea întrerupătorului.

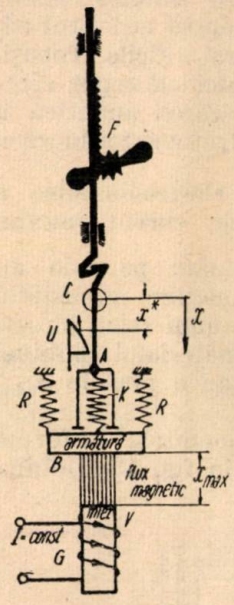


Fig. 6

2. Fie F' — forța electromagnetică, F'' — forța resortului de reținere R (în schemă două resoarte).

Ambele variază cu poziția armăturii, care poate fi caracterizată tot prin x, atîta timp cît resortul K nu s-a întins. Fig. 7 reprezintă pe F' și F'' în funcție de x, pentru $I \geqq I_0$. Se vede că, armătura nu poate fi atrasă, decît dacă $I \geqq I_0$ (forța de reținere a mecanismului

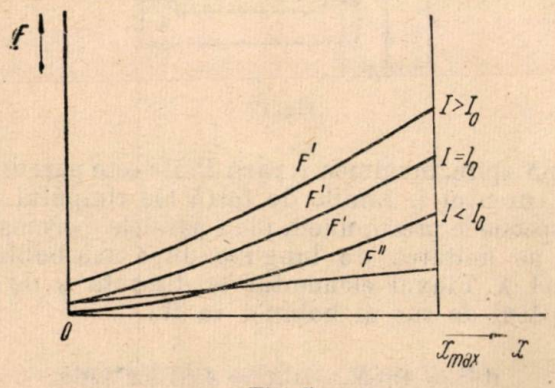


Fig. 7

de întîrziere tinde către zero, la viteze foarte mici). Diferența $F = F' - F''$ pentru $I > I_0$ este reprezentată separat în fig. 8. În aceeași figură s-a reprezentat, printr-o orizontală, forța minimă F_0 necesară pentru a învinge tensiunea inițială a resortului K. Intre A și B, $F < F_0$, deci rola C se deplasează cu o viteză proporțională cu F (corespunzător caracteristicii $v = f(F)$ adesea liniară, a mecanismului de întîrziere).

Așadar, la o scară corespunzătoare, ordonatele de la A la B, în fig. 8, reprezintă chiar viteza de deplasare. După un timp t' în care rola C a ajuns în punctul B din fig. 8 (se presupune că pana U este suficient de departe) armătura electromagnetului este atrasă brusc, forța F fiind mai mare decît forța cu care se opune resortul K (în toate pozițiile ocupate de armătură). Astfel resortul K se întinde (punctul C) și deplasează rola cu o viteză proporțională cu ordonatele dintre C și D. Timpul corespunzător este t''. Curba $ABCD$ reprezintă variația vitezelor în funcție de x.

Cazul reprezentat în fig. 8 apare la curenți nu prea mari ($I < I_1$, fig. 2). La curenți foarte mari ($I \geqq I_1$), situația este aceea reprezentată în fig. 9, aici porțiunea A—B nu mai apare

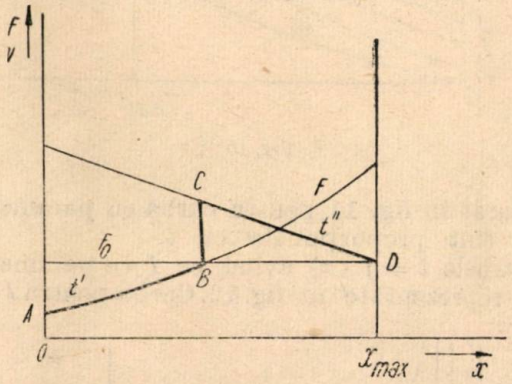


Fig. 8

($t' = 0$), rămînînd doar porțiunea C — D, ($t'' =$ constant și egal cu timpul limită corespunzător părții orizontale a caracteristicii limitat dependente).

3. Pentru a determina caracteristicile $t = f(I)$ se vor considera mai multe valori ale curentului (I', I'', I''',...) cuprinse între I_0 și I_1. Pentru aceste valori se trasează curbele $v = f(x)$, asemănător acelora din fig. 8 și 9. Se obțin curbele

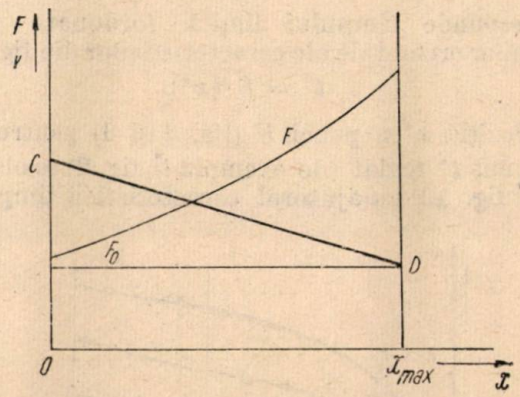


Fig. 9

din fig. 10. Timpul necesar rolei C pentru a parcurge o distanță x se obține prin efectuarea pe cale grafică a integralei:

$$t = \int_0^x \left(\frac{1}{v}\right) dx.$$

Efectuarea integralei necesită construirea în prealabil a curbelor $\frac{1}{v} = f(x)$.

Acestea sînt reprezentate, pentru diferiți curenți în fig. 11. Suprafețele de sub curbe

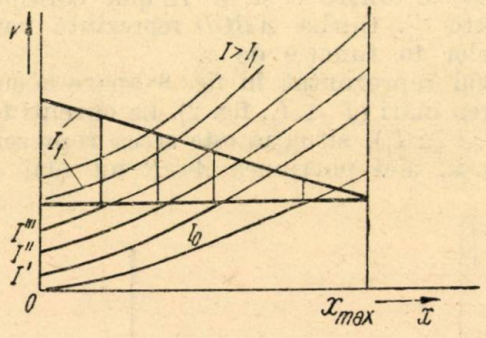


Fig. 10

(haşurat în fig. 11 pentru curba cu parametrul I''), sînt proporționale cu t.

Curbele $t = f(x)$ avînd pe I ca parametru, sînt reprezentate în fig. 12. Curba pentru $I = I_1$

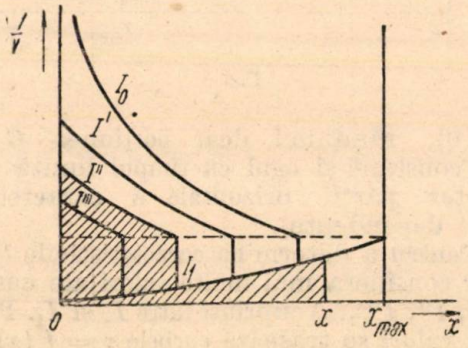


Fig. 11

corespunde timpului limită (ordonata porțiunilor orizontale ale caracteristicilor din fig.2) :

$$t^* = f\ (x^*).$$

Poziția x^* a penei U (fig. 3 și 6) pentru un anumit t^* reglat (de exemplu t_1^*, fig. 2) se obține din fig. 12 cu ajutorul caracteristicii timpului

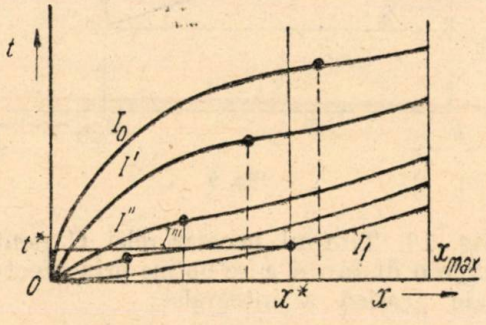


Fig. 12

limită și paralela $t = t^*$ la axa absciselor. Cunoscînd pe x^*, curba $t = f(I)$ se obține prin intersectarea dreptei $x = x^*$ cu curbele din fig. 12.

4. Metoda expusă pentru determinrea caracteristicilor de întîrziere a unei clase de relee directe de curent maxim permite urmărirea îndeaproape a fenomenelor ce au loc în cursul acționării și prezintă avantajul că se poate particulariza și elabora în detalii pentru diferite cazuri constructive. Dezavantajul constă în faptul că, calculele grafice sînt în general dificile. Totuși, în unele cazuri particulare, calculele se pot efectua și pe cale analitică, tratarea analitică a problemei ieșind însă din cadrul acestei lucrări.

II. Verificarea la solicitări electrodinamice a bobinei unui releu direct de curent maxim

Ne propunem să determinăm pe cale de calcul valoarea momentană maximă admisibilă i_{max} a curentului prin bobina unui releu direct. Acest curent va solicita materialul bobinei (cupru) cu forțe electrodinamice pînă la σ_{adm}, respectiv τ_{adm}.

Miezul releului, cu bobina de curent în formă de spirală, este reprezentat în fig. 13. Bobina

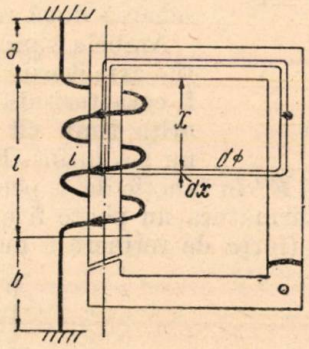


Fig. 13

are N spire, lungimea l, raza R. Ea este parcursă de curentul i. Liniile de forță ale cîmpului de dispersie le presupunem plan-paralele, permeanța pe unitatea de lungime după axa bobinei fiind λ. Fluxul elementar la distanța x de la capătul de sus al bobinei va fi :

$$d\Phi = 4\pi i N_x \cdot \lambda dx = 4\pi i (N x^*) \lambda dx$$

în care $x^* = \frac{x}{l}$; sau

$$\frac{d\Phi}{dx} = 4\pi i N x^* \lambda. \qquad (1)$$

Forța elementară avînd expresia : $iBdl$, forța care acționează pe o spiră va fi :

$$P = i \int_{spiră} B dl = i \frac{d\Phi}{dx} = 4\pi i^2 N x^* \lambda. \qquad (2)$$

Această forță este concentrată, în mare măsură, în partea spirei dinspre interiorul miezului, inducția fiind maximă în această parte. Ea se va considera concentrată în punctele în care

spirele intersectează planul de simetrie al miezului (planul hîrtiei, v. anexa).

La capătul inferior al bobinei ($x = l$, $x^* = 1$) avem forţa maximă :

$$P_{max} = 4\pi i^2 N \lambda. \qquad (3)$$

Expresia lui λ se calculează considerînd miezul

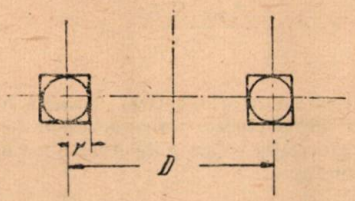


Fig. 14

dreptunghiular înlocuit cu unul de secţiune circulară (fig. 14).

In acest caz λ se obţine din analogia cu capacitatea bine cunoscută dintre conductorii cilindrici paraleli [2]. Avem :

$$\lambda = \frac{\pi \mu_0}{\ln\left[\frac{D}{2r} + \sqrt{\left(\frac{D}{2r}\right)^2 - 1}\right]}. \qquad (4)$$

Avînd stabilite elementele de mai sus şi ţinînd seamă de relaţiile (16) şi (17) ale anexei care tratează calculul de rezistenţă al bobinei,

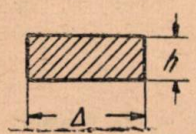


Fig. 15. Secţiune prin spiră

se poate indica mersul calculului pentru determinarea curentului i_{max} de stabilitate dinamică.

Se cunoaşte : τ_{adm}, Δ, h (fig. 15), D, r, N, l, a, b, R.

Se cere : i_{max}.

1. Cu relaţia $M_{t\,max} = W_{pol} \cdot \tau_{adm}$ se determină momentul de torsiune maxim admis în secţiunile cele mai solicitate, care conform anexei sînt acelea din partea interioară a spirelor extreme. (Un calcul asemănător se face şi pentru reazămul superior).

2. Cu relaţia (16) din anexă se determină P_{max}, momentul maxim fiind cunoscut (Calculul se efectuează şi după relaţia (17) pe baza momentului maxim admis calculat pentru reazămul superior în punctul precedent).

3. Cunoscînd forţa maximă admisă, se bine calculează i_{max} cu ajutorul relaţiei (3).

Exemplu numeric. Fie : $\tau_{adm} = 800$ kg/cm^2 ; $\Delta = 2$ cm ; $h = 0{,}2$ cm ; $D = 6{,}5$ cm ; $r = 1$ cm ; $N = 15$; $l = 8$ cm ; $a = 3$ cm ; $b = 5$ cm ; $R = 2{,}5$ cm.

1. $$W_{pol} = \alpha h^3 \ [3],$$

unde $\alpha = 3{,}123$ pentru $\frac{\Delta}{h} = \frac{2}{0{,}2} = 10$.

Rezultă $W_{pol} = 3{,}123.0{,}2^3 = 0{,}025$ cm^3.

$M_{t\,max} = W_{pol}\ \tau_{adm} = 0{,}025.800 = 20$ kg. cm

(Pentru reazemul superior $M_1 = W_i \cdot \sigma_{adm} = \frac{\Delta^2 h}{6}.1\,000 = \frac{2^2.0{,}2}{6}.1\,000 = 133$ kg. cm).

2. Relaţia (16) din anexă :

$$M_{t\,max} = \frac{P_{max} \cdot N \cdot R}{2}$$

dă

$$P_{max} = \frac{2M_{t\,max}}{N \cdot R} = \frac{2.20}{15.2{,}5} = 1{,}07 \text{ kg.}$$

Relaţia (17) :

$$M_1 = P_{max}\, N.R. \left(a^* + \frac{1}{6}\right)$$

dă

$$P_{max} = \frac{M_1}{N.R\left(a^* + \frac{1}{6}\right)} = \frac{133}{15.2{,}5\left(\frac{3}{8} + \frac{1}{6}\right)} = 6{,}6 \text{ kg.}$$

Aceasta fiind mai mare decît cea care rezultă din momentul de torsiune ($6{,}6 > 1{,}07$) nu se va lua în considerare).

3. Relaţia (4) dă :

$$\lambda = \frac{\pi\mu_0}{\ln\left[\frac{D}{2r} + \sqrt{\left(\frac{D}{2r}\right)^2 - 1}\right]} =$$

$$= \frac{\pi.1}{\ln\left[\frac{6{,}5}{2.1} + \sqrt{\left(\frac{6{,}5}{2.1}\right)^2 - 1}\right]} = 1{,}7 \text{ u.e.m.}$$

Relaţia (3) dă :

$$i_{max} = \sqrt{\frac{P_{max}}{4\pi N \lambda}} = \sqrt{\frac{1{,}07 \cdot 9{,}81 \cdot 10^5}{4\pi \cdot 15 \cdot 1{,}7}} = 57{,}5 \text{ u.e.m} = 575 \text{ A.}$$

Concluzie : Curentul limită fiind foarte mic ($i_{max} = 575$ A) spirele bobinei trebuie întărite prin interpunerea unor elemente de distanţare.

O posibilitate simplă de consolidare este aceea de a înfăşura pe miez între spirele conductoare, o elicoidă îngustă din material izolant. Acest procedeu împiedică deplasarea relativă a spirelor fără să înrăutăţească condiţiile de răcire.

Anexă

Verificarea rezistenței mecanice a unei bobine în formă de linie elicoidală solicitată de forțe electrodinamice

Ne propunem să verificăm rezistența mecanică a unei linii elicoidale reprezentate în fig. 1.

Elicoida are N spire, raza R, și pasul l/N. Capetele de lungime a și b, mult mai puțin flexibile decît porțiunea l sînt încastrate în corpul releului direct căruia îi aparține această

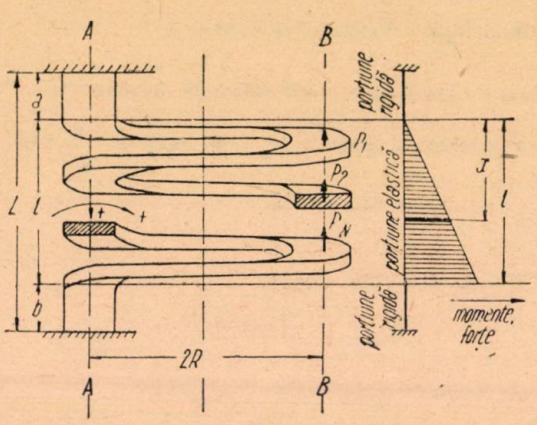


Fig. 1

bobină elicoidală. Pe spire se aplică forțe axiale care se pot considera concentrate într-un punct și care cresc după o progresie aritmetică, forța maximă fiind $P_{max} = P_N$.

Pentru a simplifica demonstrațiile, vom considera o repartiție liniară a forțelor după axa $B-B$ și deci și a momentelor în raport cu punctele corespunzătoare ale axei $A-A$. Momentul maxim dat de P_{max} este $M_{max} = 2\,R \cdot P_{max}$ iar o forță respectiv un moment într-un punct oarecare are valoarea:

$$P = P_{max} \frac{x}{l}$$

$$M = M_{max} \frac{x}{l} = 2\,R \cdot P_{max} \frac{x}{l}.$$

Acestea corespunzînd lungimii $\frac{l}{N}$ ocupate de o spiră (pasul liniei elicoidale), pe unitatea de lungime revine:

$$p = \frac{P}{\frac{l}{N}} = P_{max} \cdot N \frac{x}{l^2}$$

$$m = \frac{M}{\frac{l}{N}} = 2\,R \cdot P_{max}\, N \frac{x}{l^2},$$

iar pe lungimea dx

$$dP = p\,dx = P_{max} N \frac{x\,dx}{l^2}$$

$$dM = m\,dx = 2\,R \cdot P_{max} N \frac{x\,dx}{l^2}.$$

În cele ce urmează vom ține seama de sensurile pozitive din fig. 1. Reacțiile care apar la reazăme sînt indicate în fig. 2.

În dreptul secțiunii x vom avea:

$$P_x = P_1 - \int_0^x dP = P_1 - \frac{P_{max} N x^2}{2 l^2} \qquad (1)$$

$$M_x = Q(a + x) + M_1 - \int_0^x dM = Q(a + x) + M_1 - \frac{P_{max} N R x^2}{l^2}. \qquad (2)$$

Presupunînd că deformări elastice, datorită forțelor axiale și momentelor încovoietoare, nu apar decît pe porțiunea l și scriind că deformația totală este nulă din cauza reazămelor rigide, vom avea:

$$\int_0^l P_x \cdot dx = 0 \quad \text{și} \quad \int_0^l M_x \cdot dx = 0.$$

Integrala $\int_0^l P_x \cdot dx$ ne dă:

$$P_1 l - \frac{P_{max} N l}{6} = 0;$$

$$P_1 = \frac{P_{max} N}{6}. \qquad (3)$$

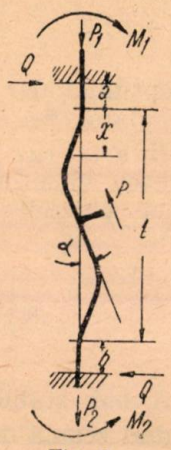


Fig. 2

Înlocuind (3) în (1) obținem:

$$P_x = \frac{P_{max} N}{6}\left(1 - \frac{3x^2}{l^2}\right) = \frac{P_{max} N}{6}(1 - 3x^{*2}) \qquad (4)$$

în care $x^* = \frac{x}{l}$.

Introducînd în relația (4) valoarea $x = l$, sau $x^* = 1$, găsim:

$$-P_2 = \frac{P_{max} \cdot N}{6}(-2);\ P_2 = \frac{P_{max} \cdot N}{3}. \qquad (5)$$

Suma reacțiilor trebuie să fie egală cu suma $\frac{P_{max} N}{2}$ a forțelor exterioare. Avem într-adevăr:

$$P_1 + P_2 = \frac{P_{max} N}{6} + \frac{P_{max} N}{3} = \frac{P_{max} N}{2}.$$

Integrala $\int_0^l M_x\,dx$ ne dă:

$$Q\left(a + \frac{l}{2}\right) l + M_1 l - \frac{P_{max} N \cdot R l}{3} = 0. \qquad (6)$$

Dacă însă se efectuează integrala numai între 0 și x se obține o mărime proporțională cu deformația unghiulară α a fibrei neutre:

$$k\alpha = Q\left(a + \frac{x}{2}\right) x + M_1 \cdot x - \frac{P_{max} N R x^3}{3 l^2}.$$

Cum şi săgeata (transversală) va trebui să fie zero, este necesar ca:

$$\int_0^l \alpha \, dx = 0$$

sau

$$Q \frac{l^2}{2}\left(a + \frac{l}{2}\right) + M_1 \frac{l^2}{2} - \frac{P_{max} N R l^2}{12} = 0. \qquad (7)$$

Relaţiile (6) şi (7) se mai pot scrie:

$$Q\left(a + \frac{l}{2}\right) + M_1 - \frac{P_{max} N R}{3} = 0 \qquad (6')$$

$$Q\left(a + \frac{l}{3}\right) + M_1 - \frac{P_{max} N \cdot R}{6} = 0. \qquad (7')$$

Rezultă:

$$Q = \frac{P_{max} N R}{l} \qquad (8)$$

$$M_1 = - P_{max} N R \left(\frac{a}{l} + \frac{1}{6}\right) = - P_{max} N R \left(a^* + \frac{1}{6}\right) \qquad (9)$$

unde s-a introdus notaţia $a^* = \frac{a}{l}$. (In fig. 3 apare şi notaţia $b^* = \frac{b}{l}$).

Introducînd pe Q şi M_1 din (8) şi (9) în (2) obţinem

$$M_x = P_{max} N R \left(-\frac{1}{6} + x^* - x^{*2}\right). \qquad (10)$$

Pentru a cunoaşte valorile extreme ale lui M_x anulăm derivata acestuia în raport cu x^*. Rezultă $M_{max} = \frac{P_{max} N R}{12}$ pentru $x^* = \frac{1}{2}$. Alte valori se obţin direct din relaţia (10).

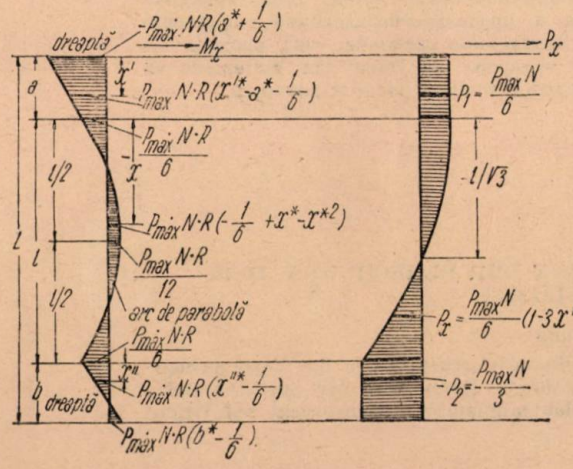


Fig. 3

Diagramele corespunzătoare pentru M_x şi P_x sînt reprezentate în fig. 3, (figura cuprinde şi valori corespunzătoare porţiunilor de la capetele elicoidei).

Examinăm acum momentele care vor acţiona într-o secţiune A (determinată prin unghiul β, fig. 4) a unei spire,

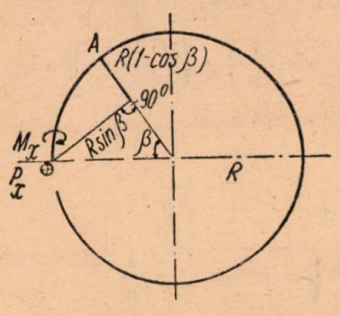


Fig. 4

datorită momentului M_x şi forţei P_x. Amîndoi vor produce un moment de torsiune şi unul de încovoiere:

$$M_x \longrightarrow \begin{cases} M_t' = M_x \cdot \cos\beta \\ M_i' = M_x \cdot \sin\beta \end{cases}$$

$$P_x \longrightarrow \begin{cases} M_t'' = P_x R (1 - \cos\beta) \\ M_i'' = - P_x R \sin\beta. \end{cases}$$

Momentele rezultante vor fi:

$$M_t = M_t' + M_t'' = M_x \cdot \cos\beta + P_x R (1 - \cos\beta)$$

$$M_i = M_i' + M_i'' = (M_x - P_x R) \sin\beta,$$

sau ţinînd seamă de relaţiile (4) şi (10):

$$M_t = P_{max} N R \left[\left(-\frac{x^{*2}}{2} + x^* - \frac{1}{3}\right)\cos\beta + \left(\frac{1}{6} - \frac{x^{*2}}{2}\right)\right] \qquad (11)$$

$$M_i = P_{max} N R \left(-\frac{x^{*2}}{2} + x^* - \frac{1}{3}\right)\sin\beta. \qquad (12)$$

Relaţia (12) ne arată că M_i este maxim la $\beta = 90°$ şi 270°. Solicitările fiind însă compuse va trebui să considerăm maximul momentului de încovoiere echivalent

$$M_{ie} = \sqrt{M_i^2 + M_t^2}. \qquad (13)$$

Ultima relaţie nu este exactă, decît dacă modulul de rezistenţă polar este dublu modulului de rezistenţă axial. Această condiţie este îndeplinită cu aproximaţie, suficientă pentru consideraţiile ce urmează [3].

Înlocuind M_t şi M_i din (11) şi (12) în (13) obţinem:

$$M_{ie} = P_{max} N R \sqrt{\varphi(x^*) + \psi(x^*) \cdot \cos\beta} \qquad (14)$$

în care $\varphi(x^*)$ şi $\psi(x^*)$ sînt funcţii de x^*.

M_{ie} va avea valoare maximă pentru $\cos\beta = 1$ (dacă $\varphi(x^*)$ şi $\psi(x^*)$ au acelaşi semn) sau pentru $\cos\beta = -1$ (dacă

$\varphi(x^*)$ şi $\psi(x^*)$ sînt de semn contrar). In orice caz, maximul apare pentru sin $\beta = 0$, deci conform relaţiei (12) la $M_i = 0$. Avem aşadar (relaţia 11 şi 13):

$$M_{ie\,max} = |M_{t\,max}| = \left|\left(-\frac{x^{*2}}{2} + x^* - \frac{1}{3}\right) \pm \left(\frac{1}{6} - \frac{x^{*2}}{2}\right)\right| =$$

$$= \begin{cases} \left|P_{max} N R\left(-x^{*2} + x^* - \frac{1}{6}\right)\right| \ldots\ldots \text{la } \beta = 0^\circ \\ \left|P_{max} N R\left(-x^* + \frac{1}{2}\right)\right| \ldots\ldots\ldots \text{la } \beta = 180^\circ \end{cases}$$

$$= \begin{cases} \left|P_{max} N R\left(-x^{*2} + x^* - \frac{1}{6}\right)\right| \ldots \\ \ldots\ldots \text{la } \beta = 0^\circ \ (x_1^* < x^* < x_2^*) \\ \left|P_{max} N R\left(-x^* + \frac{1}{2}\right)\right| \ldots\ldots \\ \ldots\ldots \text{la } \beta = 180^\circ \ (0 < x^* < x_1^* \text{ şi } x_2^* < x^* < 1) \end{cases} \quad (15)$$

Variaţia lui $M_{t\,max}$ în funcţie de x^* este reprezentată, pe baza relaţiilor (15) în fig. 5. Valoarea mai mare s-a trasat mai gros. Momentul de încovoiere echivalent are, aşadar, valoarea maximă în dreptul spirelor extreme de partea opusă capetelor de fixare ($\beta = 180^\circ$):

$$M_{t\,max} = \frac{P_{max} N R}{2}. \quad (16)$$

Inafară de acest moment, ne interesează şi momentul din reazămul superior (relaţia 9, valoarea absolută a momentului):

$$M_1 = P_{max} N R\left(a^* + \frac{1}{6}\right). \quad (17)$$

Aceste momente ne permit să calculăm solicitările care trebuie să fie mai mici decît cele admisibile.

Dacă considerăm drept solicitare admisibilă cea statică care diferă apreciabil de limita de elasticitate (mult mai mare la solicitări de scurtă durată decît la solicitări statice)

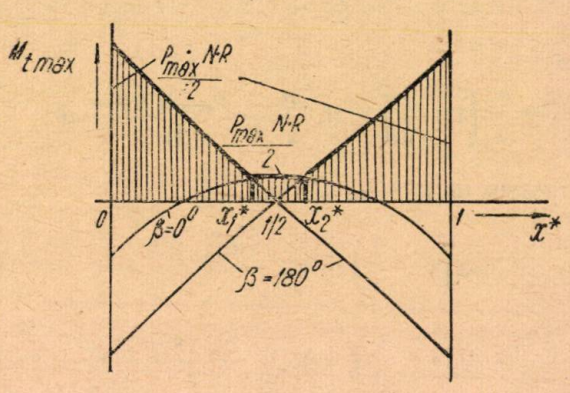


Fig. 5

rezultă un coeficient de siguranţă suficient de mare pentru a fi acoperiţi faţă de unele inexactităţi ale calculului datorită unor ipoteze simplificatoare admise, ca de exemplu aceea a fluxului de scăpări presupus plan-paralel pe toată lungimea bobinei.

Bibliografie

[1] *Verebély*: Villamos eröátvitel, vol. IV, Budapesta, 1950.
[2] *Kalantarov*: Bazele teoretice ale electrotehnicii, Gosenergoizdat, vol. III, ed. III.
[3] *Popov A. A.*: Rezistenţa materialelor, Maşghiz, 1953.

★

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ В СВЯЗИ С РАСЧЕТОМ РЕЛЕ НАПРАВЛЕНИЯ МАКСИМАЛЬНОГО ТОКА

Резюме

В первой части работы определяется графо-аналитическим путем, характеристика замедления реле направления максимального тока с предельно-независимой характеристикой. Расчитывается максимальное допустимое мгновенное значение тока проходящее через катушку реле направления и определяющее материал катушки для выдержки на электродинамические усилия. В приложении приводится пример расчета катушки.

★

EINIGE PROBLEME IN VERBINDUNG MIT DER BERECHNUNG DER ÜBERSTROMAUSLÖSER

Zusammenfassung

In dem ersten Teil der Arbeit wird auf graphisch-analytischem Wege die Verzögerungskennlinie einer Klasse von Überstromauslösern berechnet. Dann wird der höchstzulässige Momentanwert des Stromes der die Auslöserspule elektrodinamisch beansprucht auf Grund der Festigkeitsberechnung der Spule festgesetzt.

LEFORDITVA
1491 Bhm 6/57

Stabilitatea frecvenței oscilatorilor cu cuarț*)

N. VULPESCU și *A. MILLEA*

621.373.421.13.016.35

Se determină pe bază de calcul și se verifică experimental influența variației diverșilor parametri ai schemelor de oscilatori cu cuarț cu un singur tub asupra frecvenței de oscilație, deducînd condițiile care asigură o stabilitate optimă a frecvenței. Se analizează îmbunătățirile aduse de aplicarea unei reacții negative printr-o rezistență în catoda tubului.

Oscilatorii cu cuarț fac parte din categoria sistemelor oscilante electromecanice, întrebuințate foarte mult datorită stabilității de frecvență deosebit de bună care se poate obține. Se știe că [1] dacă în lanțul de reacție al unui oscilator se intercalează un element capabil de variații mari ale fazei la variații ale frecvenței (valoarea $\frac{\partial \varphi}{\partial \omega}$ mare), stabilitatea de frecvență a oscilatorului se îmbunătățește. Ori în cazul sistemelor oscilante a căror schemă echivalentă electrică este un circuit LCR, această condiție înseamnă un factor de calitate Q ridicat. In acest mod se poate explica simplu buna stabilitate de frecvență a sistemelor oscilante electromecanice, avînd în vedere faptul că la sistemele oscilante mecanice, cum ar fi cristalul de cuarț, diapazonul etc. se poate obține un factor de calitate mult mai ridicat decît la analogele lor electrice.

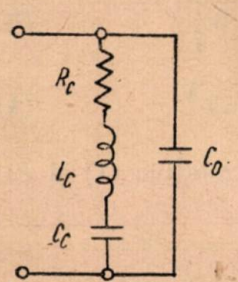


Fig. 1. Schema electrică echivalentă a cristalului de cuarț.

Schema electrică echivalentă a unui cristal de cuarț este arătată în fig. 1 [2, 3, 4]. Ordinul de mărime al elementelor acestei scheme este: C_c — fracțiuni de pF; L_c — cîțiva H; R_c — sute sau mii de ohmi; C_0 zeci de pF. Ca rezultat, factorul de calitate al circuitului este foarte ridicat, ajungînd la valoarea de cîteva zeci de mii.

I. Calculul frecvenței de oscilație a oscilatorului cu cuarț în trei puncte

Din teoria generală a oscilatorilor se știe că orice tip de oscilator se poate reduce la o schemă în trei puncte de forma celei din fig. 2, *a* [1]. Pentru ca să existe autooscilații, reactanțele din ramurile grilă-catod și anod-catod trebuie să fie de același semn, iar reactanța din ramura grilă-anod de semn contrar acestora. Cele două cazuri în care se pot genera autooscilații sînt arătate în fig. 2, *b* și 2, *c*. In montajele utilizate cel mai frecvent, una din impedanțele schemei din fig. 2, *a* o formează cristalul de cuarț. Se va considera numai cazul în care cuarțul este montat între grilă și catod, acesta fiind utilizat mai des. In multe scheme cuarțul este plasat între grilă și anod; această variantă are avantajul că nu necesită nici o inductanță în montaj, însă are dezavantajul că tensiunea alternativă la care este supus cuarțul este mai mare. Schema în care cuarțul este între anod și catod se utilizează foarte rar.

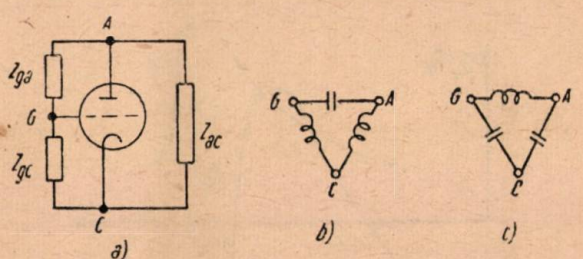


Fig. 2. Schema generală a oscilatorului în trei puncte: *a* — forma la care se poate reduce orice oscilator; cele două situații în care se pot genera autooscilații: *b* — schema oscilatorului filtru trece—sus; *c* — schema oscilatorului filtru trece—jos.

Dacă se reduce schema echivalentă a cristalului de cuarț conform fig. 3, se obțin următoarele expresii pentru r_g și x_g: [2]

$$r_g = R_c \frac{\frac{1}{\omega^2 C_0^2}}{R_c^2 + \left(\omega L_c - \frac{C_0 + C_c}{\omega C_0 C_c}\right)^2} \tag{1}$$

$$x_g = -\frac{1}{\omega C_0} \frac{R_c^2 + \left(\omega L_c - \frac{1}{\omega C_c}\right)^2 - \frac{1}{\omega C_0}\left(\omega L_c - \frac{1}{\omega C_c}\right)}{R_c^2 + \left(\omega L_c - \frac{C_0 + C_c}{\omega C_0 C_c}\right)^2} \tag{2}$$

Variația cu ω a lui r_g și x_g este arătată în fig. 4. Se observă că între frecvențele ω_1 și ω_2 cuarțul se comportă inductiv, iar pentru $\omega < \omega_1$ sau $\omega < \omega_2$ se comportă capacitiv. Pentru ca frecvența oscilatorului să fie comandată de cuarț, trebuie să plasăm astfel cuarțul în schemă încît el să se comporte inductiv; în

*) Expunerea de față, conținînd date teoretice și experimentale, prezintă rezultatele cercetărilor efectuate în vederea alegerii schemei, proiectării și construirii unui standard secundar de frecvență, în cadrul laboratorului de Măsuri în Inaltă Frecvență al Institutului Politehnic București.

această situație frecvența de oscilație va fi cuprinsă între ω_1 și ω_2. Deoarece ω_1 și ω_2 sînt foarte apropiați (acest lucru este datorit valorilor parametrilor schemei echivalente a cristalului de cuarț) panta curbei de variație a lui x_g pentru $\omega_1 < \omega < \omega_2$ va fi foarte mare și o mică variație a frecvenței va atrage după sine o variație mare a inductanței echivalente a cuarțului. In acest mod se explică acțiunea de stabilizare a frecvenței exercitată de cuarț: la o modificare a reactanțelor circuitului electric care împreună cu cuarțul intră în compunerea sistemului oscilant, frecvența nu se va schimba în măsură prea mare, deoarece o mică variație a frecvenței este suficientă pentru a produce o variație relativ mare a inductanței echivalente a cuarțului, capabilă să compenseze variația inițială a parametrilor electrici.

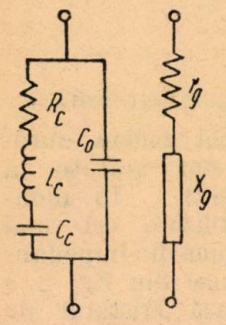


Fig. 3. Echivalarea schemei echivalente a cuarțului cu o rezistență și o reactanță legate în serie.

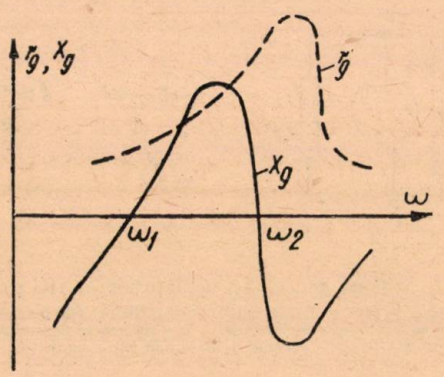


Fig. 4. Variația cu frecvența a rezistenței și reactanței echivalente ale cuarțului.

Montajul obișnuit al oscilatorului cu cuarțul între grilă și catod este cel din fig. 5; circuitul anodic aici trebuie să fie inductiv. Se pune în general, un circuit acordat și nu o simplă inductanță în circuitul anodic, pentru ca prin variația lui C_a să se poată obține regimul optim din punct de vedere al stabilității frecvenței.

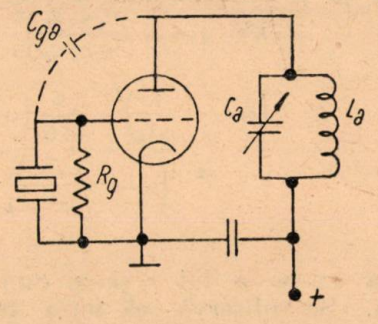


Fig. 5. Schema oscilatorului avînd cuarțul între grilă și catod.

Pentru dezvoltarea calculelor se fac următoarele notații:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}}\ ;\ \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}}\sqrt{1 + \frac{C_c}{C_0'}} \qquad (2a)$$

$$\frac{C_c}{C_0'} = \beta\ ;\ \frac{1}{Q_1} = R_c C_c \omega\ ;\ \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_1 \beta} = R_c C_0' \omega \qquad (2b)$$

$$\alpha' = \frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1\ ;\ \alpha = \frac{\alpha'}{\beta}\ , \qquad (2c)$$

în care $C_0' = C_0 + C_{gc}$ iar C_{gc} este capacitatea grilă-catod a tubului.

Ținînd seama că $C_c \ll C_0$ deci $\beta \ll 1$ și $\frac{1}{Q} \ll 1$:

$$\omega_2^2 = \omega_1^2\ (1 + \beta)\ ;\ \omega^2 = \omega_1^2\ (1 + \alpha\beta) \qquad (2d)$$

și aproximativ

$$\omega_2 \approx \omega_1 \left(1 + \frac{1}{2}\beta\right)\ ; \qquad (3)$$

$$\omega = \omega_1 \left(1 + \frac{1}{2}\alpha\beta\right). \qquad (4)$$

Cu notațiile de mai sus relațiile (1) și (2) devin:

$$r_g = R_c \frac{\beta^2}{\left(\frac{1}{Q_1}\right)^2 + (\alpha' - \beta)^2} = \frac{R_c}{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + (\alpha - 1)^2} \qquad (5)$$

$$x_g = -\frac{1}{\omega C_0'} \cdot \frac{\left(\frac{1}{Q_1}\right)^2 + \alpha'(\alpha' - \beta)}{\left(\frac{1}{Q_1}\right)^2 + (\alpha' - \beta)^2} =$$

$$= -\frac{1}{\omega C_0'} \cdot \frac{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + \alpha(\alpha - 1)}{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + (\alpha - 1)^2}. \qquad (6)$$

Dacă frecvența de lucru nu este prea apropiată de ω_1 sau de ω_2 și cu condiția $Q \gg 1$ (condiție îndeplinită totdeauna în practică) se obțin expresiile finale:

$$r_g = R_c \frac{1}{(1 - \alpha)^2} \qquad (5')$$

$$x_g = \frac{1}{\omega C_0'} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha}\ . \qquad (6')$$

Inductanța echivalentă a circuitului anodic L_a, C_a, după un calcul simplu, se poate pune sub forma

$$L_a' = \frac{L_a}{1 - \omega^2 L_a C_a} = \frac{L_a}{1 - \nu}\ , \qquad (7)$$

în care $\nu = \omega^2 L_a C_a$.

In fine, notînd $\rho = \omega^2 L_a C_{ga}$ reactanța capacității C_{ga} se scrie :

$$-j\frac{1}{\omega C_{ga}} = -j\frac{\omega L_a}{\rho}. \qquad (8)$$

Condiția de oscilație, neglijînd efectul diverselor amortizări (rezistențe de pierderi, rezistența de grilă, rezistența internă a tubului etc.) se scrie anulînd suma reactanțelor

$$x_g + \omega L_a' - \frac{1}{\omega C_{ga}} = 0. \qquad (8a)$$

Inlocuind x_g cu expresia sa din (6') și ținînd seama de (8) se obține

$$-\frac{1}{\omega C_0'}\cdot\frac{\alpha}{\alpha-1} + \omega\frac{L_a}{1-\nu} - \omega\frac{L_a}{\rho} = 0, \qquad (8b)$$

sau dezvoltînd

$$\alpha = \frac{1}{1+\dfrac{C_{ga}}{C_0+C_{gc}}\cdot\dfrac{1}{1-\dfrac{\rho}{1-\nu}}}. \qquad (8c)$$

Inlocuind în (4) se obține pentru frecvența de oscilație expresia

$$\omega = \omega_1\left(1+\frac{1}{2}\cdot\frac{C_c}{C_0+C_{gc}}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{C_{ga}}{C_0+C_{gc}}\cdot\dfrac{1}{1-\dfrac{\rho}{1-\nu}}}\right) \qquad (9)$$

Aceasta este relația dintre frecvența de oscilație a sistemului și valorile parametrilor schemei. Analizînd această relație se va putea deduce influența variației diferiților parametri asupra frecvenței oscilatorului.

II. Variația frecvenței de oscilație în funcție de parametrii montajului

Concluziile care rezultă din analiza relației (9) sînt următoarele :

1. Frecvența de oscilație, pentru un cristal și tub dat, variază între două limite, corespunzătoare cazurilor $C_a = 0$ și $C_a = C_{a0}$, C_{a0} fiind valoarea pentru care circuitul anodic este la rezonanță (aceasta numai aproximativ ; de fapt frecvența minimă se obține pentru $\nu = 1 - \rho$, însă ρ este, de obicei, mic față de unitate). Cele două frecvențe extreme sînt următoarele :

$$\omega_{max} = \omega\Big|_{\nu=0} = \omega_1\left(1+\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{C_0+C_{gc}+\dfrac{C_{ga}}{1-\rho}}\right) \qquad (9a)$$

$$\omega_{min} = \omega\,|_{\nu=1-\rho} = \omega_1. \qquad (9b)$$

2. Frecvența de oscilație este cu atît mai puțin diferită de ω_1 cu cît mărimea caracteristică cristalului $\frac{C_c}{C_0}$ este mai mică.

3. De pe curba $\omega = \omega(\nu)$ (fig. 6) se constată că stabilitatea cea mai bună față de variații ale

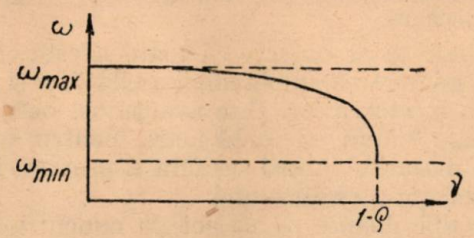


Fig. 6. Curba frecvenței de oscilație în funcție de $\nu = \omega^2 L_a C_a$.

lui ν (adică ale lui C_a sau L_a) este pentru $\nu \to 0$, adică C_a mic. Acest lucru rezultă și din expresia derivatei $\frac{\partial\omega}{\partial\nu}$:

$$\frac{\partial\omega}{\partial\nu} = \frac{\omega_1}{2}\cdot\frac{C_c C_{ga}\rho}{[C_{ga}+(C_0+C_{gc})(1-\rho)-(C_0+C_{gc}+C_{ga})\nu]^2}. \qquad (10)$$

Pentru a avea o stabilitate bună cu variațiile lui C_a și L_a această derivată trebuie să fie cît mai mică. Este avantajos, deci, să se lucreze cu : a) C_a cît mai mică ; b) C_{ga} cît mai mică ; c) C_{gc} cît mai mare (se va adăuga o capacitate suplimentară).

4. Stabilitatea frecvenței cu variația capacităților C_{ga} și C_{gc} este caracterizată de derivatele $\frac{\partial\omega}{\partial C_{ga}}$ și $\frac{\partial\omega}{\partial C_{gc}}$:

$$\frac{\partial\omega}{\partial C_{ga}} = -\frac{\omega_1}{2}\cdot\frac{C_c}{\left[(C_0+C_{gc})\sqrt{1-\dfrac{\rho}{1-\nu}}+C_{ga}\dfrac{1}{\sqrt{1-\dfrac{\rho}{1-\nu}}}\right]^2} \qquad (10a)$$

$$\frac{\partial\omega}{\partial C_{gc}} = -\frac{\omega_1}{2}\cdot\frac{C_c}{\left(C_0+C_{gc}+C_{ga}\dfrac{1}{1-\dfrac{\rho}{1-\nu}}\right)^2}. \qquad (10b)$$

Condiția ca $\frac{\partial\omega}{\partial C_{ga}}$ să fie mică ne conduce la : a) C_{gc} cît mai mare iar b) ν și deci C_a cît mai mică (pentru a mări termenul $(C_0+C_{gc})\sqrt{1-\frac{\rho}{1-\nu}}$; încercarea de a mări termenul $C_{ga}\frac{1}{\sqrt{1-\frac{\rho}{1-\nu}}}$ nu este posibilă deoarece C_{ga} este mic față de $C_0 + C_{gc}$ și pe de altă parte, aceasta ar cere ca ν să fie apropiat de unitate, deci ar duce la instabilitate cu variațiile lui ν).

Pentru a micșora $\frac{\partial\omega}{\partial C_{gc}}$ trebuie mărit C_{gc}, valoarea lui ν nefiind importantă.

Rezumînd concluziile parțiale de mai sus, rezultă următoarele condiții pentru o bună stabilitate a frecvenței:

a) alegerea unei valori cît mai mici pentru C_a (circuitul anodic mult dezacordat);

b) C_{ga} să aibă o valoare cît mai mică;

c) mărirea lui C_{gc} prin adăugarea de capacități suplimentare.

Trebuie să se observe că toate aceste condiții duc la micșorarea amplitudinii oscilațiilor și eventual la încetarea lor. Este avantajos, deci, să se utilizeaze tuburi cu pantă mare, pentru a putea aplica măsurile de mai sus fără a provoca ieșirea din oscilație a oscilatorului.

Relațiile deduse nu ne pot da concluzii referitoare la alegerea valorilor rezistențelor din schemă, deoarece efectul lor a fost neglijat în calcule pentru a putea obține niște formule ușor interpretabile. Totuși, bazat pe ideea că orice pierderi din circuitul electric au ca efect scăderea Q-ului echivalent al cristalului de cuarț, se poate afirma că este bine să se diminueze pierderile din circuit alegînd: a) R_g mare (ordinul megohmilor); b) tub cu rezistență internă mare (pentodă); c) L_a și C_a cu pierderi mici etc.

De asemenea, în calculul efectuat nu s-a ținut seama de neliniaritatea caracteristicilor tubului, variația neliniarității în timp duce și ea la variația frecvenței de oscilație. Pentru a micșora acest efect s-a introdus o reacție negativă în schemă după cum se va vedea mai departe.

III. Influența factorilor externi asupra parametrilor cristalului de cuarț

Pînă acum s-au avut în vedere, la studierea variației frecvenței de oscilație, numai modificările elementelor circuitului electric: capacități, inductanțe rezistențe, tubul electronic etc. Dar frecvența variază și datorită schimbării valorilor parametrilor cristalului de cuarț. Cauza principală a modificării acestor parametri este variația temperaturii mediului, iar alte cauze secundare sînt: variația umidității, vibrații mecanice ale șasiului pe care este așezat cuarțul, îmbătrînirea cristalului etc.

Minimalizarea variației frecvenței cu temperatura se face introducînd oscilatorul sau numai cristalul de cuarț într-un termostat. Se poate considera că o valoare medie a coeficientului de variație a frecvenței cu temperatura este $10^{-7}\ °C^{-1}$ [2] (această cifră depinde în mare măsură de tăietura cristalului de cuarț); în acest caz, dispunînd de un termostat care menține temperatura cu o precizie de $\pm$ 0,5°C, ceea ce este ușor de realizat, se obține o stabilitate satisfăcătoare pentru un standard secundar de frecvență.

Pentru a reduce efectul variației umidității atmosferice, o măsură radicală este introducerea cuarțului într-un balon vidat; acest lucru se întrebuințează totuși mai rar, din cauza dificultăților de ordin practic care apar.

Efectul vibrațiilor mecanice se reduce printr-o construcție rigidă și utilizarea unor suporți amortizori.

In sfîrșit, variația frecvenței datorită îmbătrînirii cristalului, fenomen care apare în urma modificării în timp a structurii straturilor superficiale ale cuarțului și observabil în intervale de funcționare de ordinul zilelor, se reduce alegînd regimul de funcționare al oscilatorului in așa fel încît puterea disipată în cuarț să fie mică și de asemenea supunînd cuarțul unei îmbătrîniri artificiale.

IV. Schema cu reacție negativă

Performanțele schemei simple, cu un singur tub, se pot îmbunătăți simțitor introducînd o reacție

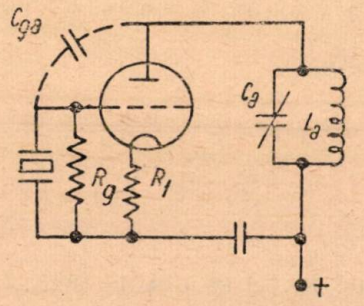


Fig. 7. Schema oscilatorului cu cuarț cu reacție negativă de curent prin introducerea unei rezistențe în circuitul catodei.

negativă de curent printr-o rezistență în catoda tubului (fig. 7).

Tubul electronic în serie cu rezistența R_1 se poate înlocui cu un tub echivalent, avînd parametri modificați. Aceasta permite extinderea rezultatelor obținute la § I și II asupra oscilatorului cu reacție negativă; rezistența R_1 nu modifică condiția de oscilație, în cazul în care nu se ține seama de pierderile din circuit și de efectul neliniarității tubului. Deci, pentru a pune în evidență îmbunătățirile aduse prin aplicarea reacției negative, ar fi necesar un calcul mai exact, în care să se considere și influența formei caracteristicilor tubului. Un asemenea calcul însă este complicat și nu-și are locul în cadrul acestei expuneri. Este preferabil să se recurgă la un raționament bazat pe alte considerente.

Se știe că forma undei generate are influență asupra frecvenței oscilatorului. Armonicile produse de neliniaritatea sistemului oscilant duc la o scădere a frecvenței de oscilație față de cea a unui sistem liniar avînd aceiași parametri [5]. In cazul de față, elementul neliniar din sistem este tubul electronic, neliniaritatea caracteristicilor acestuia fiind variabilă în timp datorită îmbătrînirii tubului, tensiunilor de alimentare, schimbării tubului etc. va rezulta o variație a frecvenței de oscilație.

Rolul reacției negative este chiar acela de a reduce efectul acestor variații ale neliniarității caracteristicilor tubului cu diverși factori externi. Această acțiune de stabilizare este identică cu cea din cazul amplificatorilor și este bine cunoscută din studiul acestora. Cu cît gradul de reacție este mai mare, cu atît caracteristicile tubului echivalent sînt mai puțin dependente de caracteristicile tubului propriu-zis.

In schema adoptată gradul de reacție negativă este limitat pe de o parte de micșorarea pantei tubului echivalent, fapt care n-ar permite aplicarea celor arătate în concluziile de la §. II, iar pe de altă parte, de capacitățile parazite care șuntează rezistența R_1.

Panta tubului echivalent se poate pune sub forma:

$$S' = \frac{1}{\frac{1}{S} + R_1}, \qquad (11)$$

în care S este panta tubului, iar R_1 rezistența de reacție din catod. Se observă că dacă $R_1 S \gg 1$, panta echivalentă S' nu mai depinde de parametrii tubului, însă devine foarte mică ($S' \cong \cong \frac{1}{R_1}$). Va trebui să se aprecieze, de la caz la caz, și să se verifice experimental valoarea optimă a rezistenței R_1; în orice caz valoarea acesteia va trebui să fie de cîteva ori mai mică decît reactanța capacităților parazite dintre catoda tubului și masă. Această limitare intervine, în deosebi, la oscilatorii care lucrează pe frecvențe mai mari de 1 MHz.

V. Rezultate experimentale

Schema oscilatorului utilizat în experiențe, împreună cu valorile elementelor din montaj, este dată în fig. 8.

Frecvența de rezonanță a cristalului de cuarț: 3 304 kHz.

Măsurarea variațiilor de frecvență s-a făcut prin metoda dublei interferențe, conform schemei bloc din fig. 9.

Frecvența oscilatorului cu cuarț este amestecată cu frecvența unui oscilator de referință, iar bătăile rezultate sînt comparate cu frecvența unui oscilator de joasă frecvență etalonat cu ajutorul unui osciloscop. In cazul măsurării variațiilor de frecvență mai mari de 5 Hz determinările s-au făcut variind frecvența oscilatorului de joasă frecvență astfel ca figura de pe ecranul osciloscopului să devină din nou imobilă. Pentru măsurarea unor variații de frecvență mai mici s-au numărat rotațiile figurii de pe ecran în decurs de 10—15 secunde, cronometrînd timpul.

Precizia metodei este determinată aproape în întregime de stabilitatea frecvenței oscilatorului de referință. Pentru a nu introduce erori în măsurători, durata unei determinări s-a re-

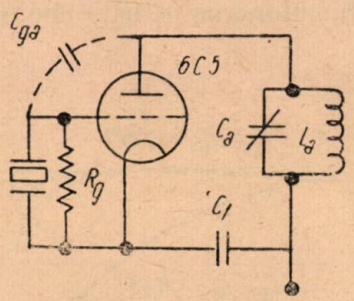


Fig. 8. Schema experimentală a oscilatorului cu cuarț.

dus la minimul posibil (într-un interval scurt variațiile întîmplătoare de frecvență sînt mai mici) și de asemenea fiecare determinare s-a repetat de 3—4 ori. In aceste condiții erorile s-au putut reduce sub 0,5 Hz.

Tot cu scopul de a obține rezultate mai apropiate de realitate, variațiile care au fost date parametrilor schemei spre a determina influ-

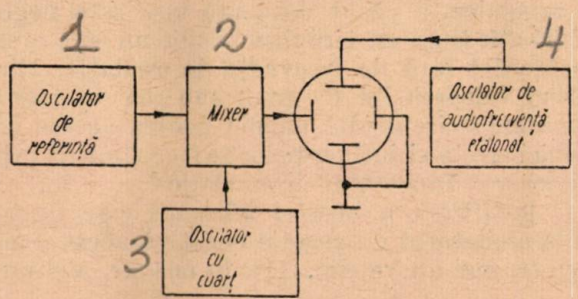


Fig. 9. Ilustrarea metodei dublei interferențe pentru măsurarea deviațiilor de frecvență.

ența acestora asupra frecvenței de oscilație au fost mai mari decît cele care pot surveni în funcționarea normală a oscilatorului.

S-a efectuat verificarea influenței următorilor factori asupra frecvenței de oscilație:

1. *Influența variației capacităților din circuit*: S-au ridicat curbele $f(C_a)$ în trei situații: a) cu capacitățile proprii ale tubului; b) cu o capacitate suplimentară de 25 pF în paralel pe C_{gc}; c) cu o capacitate de 10 pF în paralel pe C_{ga}.

Curbele obținute (fig. 10) au verificat cele deduse prin calcul. Adăugarea unei capacități suplimentare în paralel pe C_{gc} a îmbunătățit simțitor stabilitatea frecvenței, pe cînd mărirea lui C_{ga} duce la o scădere foarte pronunțată a stabilității.

Alura curbei experimentale $f(C_a)$ este puțin diferită de cea teoretică, în sensul că pentru $C_a \to 0$ se observă o scădere a frecvenței, pe cînd calculul arată că frecvența ar trebui să tindă asimptotic către valoarea sa maximă. Acest fenomen n-a fost indicat în literatura cercetată și pentru explicarea lui trebuie să se

ia în considerare unii factori de a căror influență nu s-a ținut seama în calculul teoretic. Autorii prezentei expuneri dau următoarea explicație : funcționarea oscilatorului avînd loc în

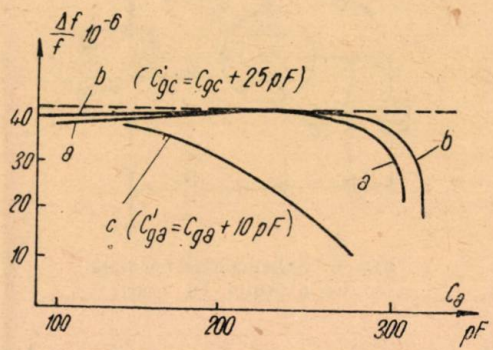


Fig. 10. Variația relativă a frecvenței de oscilație în funcție de capacitatea din circuitul anodic, pentru oscilatorul fără reacție negativă, în trei cazuri :
a — cu capacitățile proprii ale tubului ; *b* — cu C_{gc} mărit cu 25 pF ; *c* — cu C_{ga} mărit cu 10 pF.

clasă *C*, curentul anodic al tubului este bogat în armonice, a căror influență însă este neglijabilă atît timp cît circuitul anodic nu este mult dezacordat față de frecvența de oscilație. Micșorînd valoarea lui C_a mult sub cea de acord, impedanța circuitului anodic pentru aceste armonici crește și influența lor se face simțită prin micșorarea frecvenței de oscilație *).

O justificare a acestei afirmații este faptul că la oscilatorul cu reacție negativă acest fenomen nu mai apare (fig. 11). In adevăr, aici am-

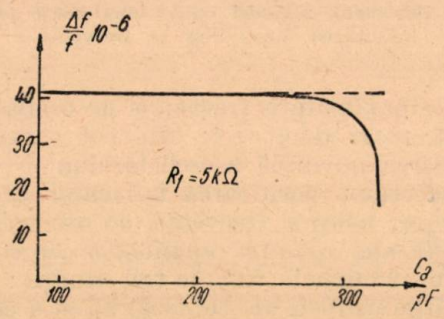


Fig. 11. Variația relativă a frecvenței de oscilație în funcție de capacitatea din circuitul anodic, pentru oscilatorul cu reacție negativă.

plitudinea oscilațiilor fiind mult mai mică și funcționarea oscilatorului avînd loc cu un unghi de trecere mare al curentului anodic (regim apropiat de clasă *A*), armonicile sînt reduse și efectul lor nu este sezisabil.

2. *Influența variației tensiunilor de alimentare* : Curbele din fig. 12, identice pentru valori

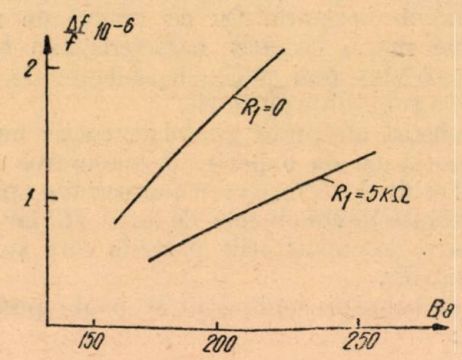


Fig. 12. Variația relativă a frecvenței de oscilație în funcție de tensiunea de alimentare anodică, pentru oscilatorul fără reacție negativă și pentru cel cu reacție negativă.

ale lui C_a cuprinse între 165—215 pF, indică influența variației tensiunii anodice asupra frecvenței. Se constată o îmbunătățire de circa două ori prin aplicarea reacției negative. De asemenea, se vede că păstrînd valoarea lui E'_a constantă cu o precizie de $\pm 1\%$ variațiile de frecvență sînt cu totul neglijabile față de cele produse de alte surse.

Repetînd experiența pentru o valoare $C'_a = 260$ pF, deci apropiată de valoarea de acord C_{ao}, s-au obținut deviații de frecvență de 3—5 ori mai mari. Acest lucru se datorește, pe de o parte amplitudinii mai mari de oscilație în această regiune (influența neliniarității tubului), pe de altă parte, unei influențe mai pronunțate (v. formula (11) și concluziile care o urmează) a variației capacității C_{ga}, care depinde de tensiunile electrozilor tubului.

Influența variației tensiunii de filament s-a observat doar calitativ, din cauza că pentru a putea efectua determinări precise ar fi trebuit să se respecte timpul de încălzire și răcire a filamentului tubului, ceea ce ar fi provocat variații ale frecvenței oscilatorului de referință. In orice caz s-a constatat că variațiile de frecvență datorite modificării tensiunii de încălzire sînt mai mici decît cele datorite variației tensiunii anodice.

Deoarece experiențele au arătat că valoarea rezistenței de reacție R_1 nu are importanță prea mare, s-a lucrat tot timpul cu $R_1 = 5\,000$ ohmi.

3. *Influența schimbării tubului* : Acest factor este probabil cel mai important din punct de vedere practic în funcționarea oscilatorului. In schema inițială variațiile de frecvență datorite schimbării tubului au fost de ordinul 1.10^{-6} și chiar mai mari ; adăugînd o capacitate de 25 pF între grila și catoda tubului și aplicînd reacția negativă cu $R_1 = 5\,000$ ohmi, această variație s-a putut reduce pînă sub 3.10^{-7}.

*) O explicație a scăderii frecvenței de oscilație datorită armonicilor este următoarea : în regim sinusoidal egalitatea energiilor înmagazinate în inductanță respectiv condensatorul circuitului oscilant are loc atunci cînd frecvența de oscilație coincide cu frecvența de acord a circuitului ; dacă există și armonici, frecvența de oscilație trebuie să fie mai mică decît frecvența de acord a circuitului, pentru a menține alitatea energiilor [5].

Rezultatele experienţelor duc, în general, la aceleaşi concluzii ca şi cele deduse pe cale teoretică. Oscilatorul cu reacţie negativă prezintă o stabilitate de frecvenţă superioară în privinţa tuturor factorilor care influenţează regimul de funcţionarea al tubului. Punctul de funcţionare optim pe curba $f(C_a)$ se află în porţiunea în care $\frac{\partial f}{\partial C_a} = 0$, adică aproximativ la $C_a = \frac{2}{3} C_{a0}$ la oscilatorul fără reacţie negativă; la oscilatorul cu reacţie negativă se pot lua şi valori mai mici ale lui C_a.

VI. Concluzii

Rezultatele experimentale indică, în general, o bună concordanţă, cu calculul teoretic. Condiţiile de bună stabilitate a frecvenţei deduse în § II rămîn valabile şi în lumina constatărilor făcute în decursul experienţelor.

Trecînd la o evaluare cantitativă a rezultatelor experimentale, se poate afirma că variaţiile parametrilor schemei nu pot duce la o variaţie a frecvenţei mai mare de $5 \cdot 10^{-7}$ în timp îndelungat (deci contînd pe îmbătrînirea şi schimbarea tubului) sau mai mare de $5 \cdot 10^{-8}$ în timp mai scurt (ore sau zile), în cazul schemei îmbunătăţită prin mărirea capacităţii C_{gc} şi prin aplicarea reacţiei negative.

In consecinţă, rămîne doar asigurarea constanţei în timp a parametrilor cuarţului prin utilizarea unui termostat adecvat; în acest mod se va putea obţine o stabilitate de frecvenţă suficient de bună pentru scopurile propuse.

Bibliografie

[1] *Spătaru Al.*: Emiţătorii, Editura Institutului Politehnic. Bucureşti, 1954.

[2] *Groşkovski Ia.*: Ghenerirovanie vîscociastotnîx colebanii i stabilizaţia ciastotî., Izd. imostrannoi literaturî, 1953.

[3] *Evtiamov S. I.*: Instalaţii de radioemisie, Edit. Energetică de Stat.

[4] *Plonski A. F.*: Cuarţul piezoelectric în tehnica comunicaţiilor, Edit. Energetică de Stat, 1953.

[5] *Tănăsescu T.*: Stabilitatea frecvenţei oscilatorilor electronici, Studii şi cercetări de fizică, tomul IV, nr. 3—4, iulie-decembrie, 1953.

★

УСТОЙЧИВОСТЬ ЧАСТОТЫ КВАРЦЕВЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ

Резюме

Определяется расчетным путьем и проверяется экспериментально влияние разных параметров кварцевых колебательных контуров с одной электронной лампой, на частоту колебания и выводится условия оптимальной значений частоты. Анализируются возможные улучшения схемы с отрицательной обратной связью при включении сопротивления в цепи катода лампы.

★

DIE STABILITÄT DER FREQUENZ DER QUARZOSZILLATOREN

Zusammenfassung

Der Einfluss der Variationnen verschiedener Parameter der Oszillatorschaltungen mit Quarz und einer einzigen Röhre auf die Schwingungsfrequenz wird auf Grund von Berechnungen festgesetzt und durch Versuche verifiziert; darauf werden die Bedingungen festgestellt die eine optimale Stabilität der Schwingungen sicherstellen. Es werden dann die Verbesserungen die mit Hilfe einer negativen Rückkopplung durch einen Widerstand in der Kathode der Röhre erzielt werden, analysiert.

Unele aspecte privind combaterea paraziților radioelectrici de natură industrială

Ing. V. SOLCAN

Se analizează cauzele producerii paraziților industriali și se descriu metodele de combatere a acestora. Apoi se indică posibilitățile de acționare asupra surselor de paraziți. Se arată că unul din factorii importanți de slăbire a influenței paraziților constă în micșorarea cuplajului antenei receptorului cu rețelele purtătoare de paraziți. Se enunță măsurătorile principale necesare la deparazitare. Se dau cîteva exemple de deparazitare. In încheiere se fac cîteva considerații privind organizarea acțiunii de deparazitare.

Cu toate că problema perturbațiilor radioelectrice a apărut și a fost atacată încă de la începutul radiofoniei, ea mai constituie și în prezent obiectul unor preocupări continue în vederea asigurării unor posibilități de recepție optime. Radiotehnica s-a dezvoltat permanent, îmbunătățind considerabil atît mijloacele de emisie cît și cele de recepție. Posturile de emisie de putere mare și calitate superioară, cît și receptorii din ce în mai perfecționați, n-au reușit să rezolve problema eliminării interferențelor neplăcute provenite din cauza paraziților radioelectrici produși de diferite surse, decît într-o zonă limitată în apropierea stațiilor de emisiune. Se știe că recepția este cu atît mai bună cu cît raportul dintre intensitatea semnalului dorit și parazit va fi mai mare [4]. In tabela 1 se dau raportele semnal util/semnal parazit, convenabile pentru fiecare gen de emisie, stabilite prin analizarea multor cazuri [1].

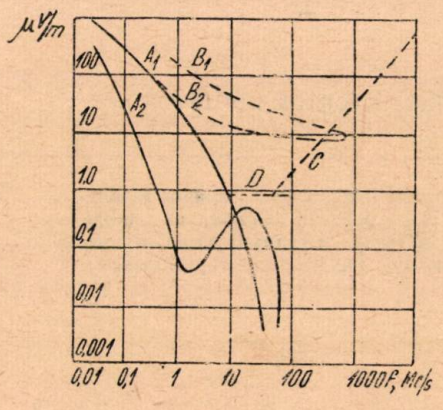


Fig. 1. Valorile medii ale intensității paraziților de diferite naturi:
A_1 – paraziți atmosferici, noaptea; A_2 – idem, ziua; B_1 – paraziți industriali în orașe mari; B_2 – idem, orașe mici; C – paraziți din interiorul receptorului; D – paraziți cosmici.

Se știe că diferiții paraziți care pot acționa asupra unui radioreceptor se pot grupa astfel:

a) paraziții din interiorul receptorului;
b) paraziții atmosferici;
c) paraziții cosmici;
d) paraziții industriali;

In prezenta lucrare se tratează numai despre paraziții de natură industrială, aceștia fiind și cei mai supărători (fig. 1) în centrele mari și cu electrificare intensă.

Paraziții industriali

Paraziții industiali sînt produși de cele mai diferite instalații electrice. Printre cauzele care duc la producerea paraziților industriali trebuie să distingem pe acelea inerente funcționării instalației, de cauzele datorite anumitor defecțiuni ale acesteia.

Astfel producerea majorității paraziților industriali se datorește următoarelor cauze:

1) stabilirii sau ruperii unui circuit electric sau schimbărilor bruște a rezistenței acestuia;
2) scurgerilor de curent datorite izolației proaste;
3) ionizării gazelor;

Tabela 1

Raportul între tensiunea semnalului util și nivelul de paraziți necesar pentru diferite feluri de radiocomunicații

Felul de lucru	Raportul semnal/parazit dB	
	Recepție abia satisfăcătoare	Recepție foarte bună
Telegrafie întreținută:		
a) recepție după auz	de la − 5 la + 5	de la 5 la 10
b) recepție cu aparat înregistrator (modulator)	de la 5 la 10	de la 10 la 20
c) recepție cu teleimprimator	de la 15 la 20	de la 25 la 30
Recepția imaginilor în negru și alb la o bandă de frecvență de 3000 Hz	de la 5 la 10	de la 10 la 20
Telefonie comercială	de la 10 la 15	de la 25 la 35
Radiodifuziune	ee la 15 la 20	de la 30 la 100

4) funcționării aparatelor generatoare de curenți de înaltă frecvență pentru scopuri industriale, științifice sau medicale.

Cauzele de la punctele 1,2 și 3 produc paraziți cu un efect secundar, iar cauzele de la punctul 4, ca efect principal.

Ar mai putea fi amintite printre cauzele producătoare de paraziți, cu o acțiune într-o zonă destul de restrînsă, anumite fenomene de electrizare industrială. Acestea duc la acumulări de sarcini electrostatice și la descărcări intermitente ale acestora.

Paraziții industriali, ca și celelalte genuri de paraziți, au forme complexe și succesiuni variate în timp, [2] deci spectrul acestora va fi de cele mai multe ori un spectru continuu, cu excepția generatorilor de la punctul 4.

Sursele perturbatoare sînt foarte numeroase, printre ele s-ar putea aminti : instalații de uz casnic sau gospodăresc : ventilatoare, mașini de bucătărie, sonerii, mașini de birou ; instalațiile rețelelor de transport în comun : tramvai, troleibus, trenuri electrice ; instalațiile electrice ale autovehiculelor cu aprindere prin scîntei ; redresorii, reclamele luminoase ; instalațiile medicale : raze X, diatermie, ultrascurte ; instalații industriale pentru : călit, topit cu înaltă frecvență, sau cele care folosesc prelucrări prin scîntei etc.

Surse de paraziți pot fi chiar receptorii de radiodifuziune și televiziune, dacă oscilatorii locali nu sînt suficient de bine ecranați.

Curenții perturbatori ajung de la sursă la receptor, fie prin radiația sau inducția directă a sursei, fie prin intermediul rețelelor industriale, care canalizează paraziții de-a lungul lor.

La majoritatea surselor de paraziți, cu excepția generatorilor de înaltă frecvență, procentajul energiei radiate direct, este mult mai mic decît procentajul energiei paraziților canalizați pe rețelele electrice. Radiația directă nu depășește de obicei, distanțe de 100 pînă la 200 m.

Influențarea receptorului de către paraziți se face cel mai des prin cuplaj inductiv sau capacitiv al rețelelor electrice cu antena sau priza de pămînt. In condiții obișnuite, conductorii instalației electrice dintr-o clădire preiau foarte bine paraziții provocați de diferitele surse ca : tramvaie, troleibuse, aparate de sudură etc. Reducerea cuplajului antenei sau celorlalte elemente ale receptorului cu rețelele purtătoare de paraziți, trebuie urmărită la instalarea oricărui receptor. In special, cuplajul capacitiv intervine mai des. In acest sens alegerea unei poziții judicioase, cît mai degajate, a antenei și o legătură cît mai scurtă și de mică rezistență pentru priza de pămînt vor fi de mare importanță.

Propagarea paraziților de-a lungul rețelelor electrice — cea mai des întîlnită — se face pe două căi : calea simetrică, oferită de spațiul dintre conductori și calea nesimetrică oferită de spațiul dintre conductori și pămînt, de unde și numele de paraziți simetrici și nesimetrici. Aceștia din urmă sînt cei mai supărători prin efectele de inducție ce le dau.

Apariția paraziților nesimetrici se datorește nesimetriei electrice față de pămînt, atît a sursei perturbatoare cît și a rețelelor electrice.

Posibilități de combatere a influenței paraziților industriali. In vederea reducerii influenței paraziților se poate acționa în trei locuri distincte : la posturile de emisiune, la receptorul perturbat și la sursa de perturbații (inclusiv rețelele purtătoare de paraziți).

La posturile de emisie se poate acționa prin mărirea puterii sau folosirea altui sistem de modulație. Mărirea puterii nu este rentabilă a se face numai pe considerente de protecție contra paraziților industriali — s-ar cere puteri

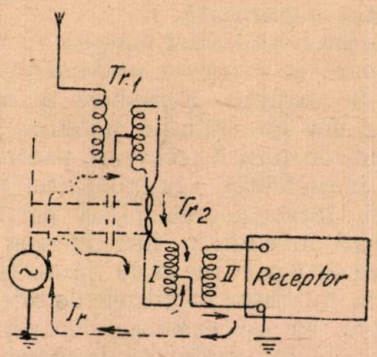


Fig. 2. Schema antenei antiparazite și căile de pătrundere ale paraziților.

mult prea mari. Folosirea modulației în frecvență a început să se răspîndească, dar aceasta contribuie numai la micșorarea, în anumite limite, a influenței paraziților și nu la înlăturarea completă a acesteia.

La receptor se pot aduce unele ameliorări prin : folosirea antenelor speciale antiparazite (fig. 2), antene directive, folosirea anumitor montaje limitatoare și compensatoare în construcția receptorului de asemenea și folosirea unor ecranări cît mai complete a circuitelor acestora.

Cel mai eficace mijloc constă în combaterea paraziților chiar la locul unde se produc. Aceste metode permit să se reducă simțitor nivelul paraziților sau chiar să fie complet anulat.

La protecția receptorilor se consideră că trebuie asigurat un raport favorabil semnal util-semnal parazit, pentru un cîmp util de 1mV/m. Pentru radiodifuziune, raportul cel mai indicat fiind 100 sau 40 db. Dacă luăm în considerare că majoritatea antenelor de recepție pot fi asimilate cu o antenă standard, care are înălțimea efectivă de 4 m, va rezulta că în această situație tensiunea paraziților maximă tolerabilă, la intrarea în receptor va fi $U_a = 40$ μV, sau un cîmp parazit la receptor de 10 μV/m. Pentru realizarea unui astfel de

nivel al paraziților la receptor, își dau concursul atît dispozitivele de deparazitare cît și depărtarea receptorului de diferitele surse de paraziți, de asemenea și posibilitățile de reducere ale cuplajului instalației de recepție cu rețelele purtătoare de paraziți.

Combaterea paraziților la sursă constă, în esență, din următoarele :

1) micșorarea forței electromotoare a parazitului ;

2) suprimarea radiației directe ;

3) împiedicarea paraziților de a se propaga pe conductorii rețelei care alimentează sursa.

1. Micșorarea forței electromotoare a paraziților se poate realiza prin construcții electrotehnice cît mai îngrijite și întreținerea corectă a instalațiilor electrice în exploatare. De exemplu, la un motor cu colector, reglarea corectă a poziției și presiunii perilor reduce simțitor forța electromotoare parazită.

2. Micșorarea radiației surselor se realizează prin ecranare și punerea convenabilă la masă a sursei de paraziți Ecranarea se aplică, de obicei, surselor cu radiație puternică, cum ar fi aparatura de înaltă frecvență pentru scopuri medicale, industriale sau științifice. Ecranarea constă din introducerea piesei perturbatoare într-o cușcă metalică, introducerea cablelor de legătură într-o cămașă de protecție metalică, pînă la intrarea în filtrele de rețea Uneori este necesar să se ecraneze încăperi întregi, în special acolo unde se lucrează cu surse puternice de înaltă frecvență (cazul anumitor instalații medicale, industriale, științifice).

Ecranarea în cazul frecvențelor radio, deci și în cazul paraziților radio, este oarecum mai simplă decît ecranarea frecvențelor joase. Pentru ecrane se întrebuințează materiale de bună conductibilitate. Permeabilitatea magnetică a ecranului la frecvențele radio, își pierde oarecum sensul. Din cauza efectului pelicular, la înalta frecvență, efectul cîmpului parazit în ecran este limitat la o adîncime redusă, în consecință și grosimea ecranului va fi mică.

Eficacitatea unei ecranări se constată măsurînd tensiunea între două puncte arbitrare pe suprafața exterioară a ecranului, în banda de frecvență care ne interesează.

Dacă vom considera :

E_n — intensitatea cîmpului datorat unei surse neecranate, într-un anumit loc,

E_e — intensitatea cîmpului în același loc, cînd sursa este ecranată ;

eficacitatea K a ecranării va fi :

$$K = \frac{E_n}{E_e}.$$

Drept ecrane se folosesc : împletituri metalice, table metalice de cupru sau aluminiu, hîrtie metalizată, tuburi de cupru, aluminiu sau oțel etc.

In cazul anumitor mașini electrice producătoare de perturbații însăși corpul mașinii poate juca rolul unui ecran. Pentru completarea ecranării, acolo unde ar fi cazul, se procedează la : unificarea electrică a maselor metalice, completarea cu site metalice a diferitelor goluri, ecranarea cablelor și a dispozitivelor de filtraj și punerea la pămînt.

Pentru instalațiile care folosesc înalta frecvență în scopuri medicale, industriale sau științifice se recomandă folosirea unor frecvențe fixe, special atribuite acestor scopuri. In felul acesta s-ar reduce simțitor cheltuielile necesitate de ecranare. Singura condiție care se pune este ca frecvența acestora să se mențină strict în limitele benzilor alocate iar armonicele dinafara acestor benzi, sau alte emisiuni parazite, să fie reduse la un nivel tolerabil. Benzile alocate pentru acest scop sînt : 13,560 Mc/s ± 0,05% ; 27,120 Mc/s ± 0,6% și 40,68 Mc/s ± 0,05%.

3. Impiedicarea paraziților de a se propaga pe conductorii care alimentează sursa este operația care se practică cel mai mult în deparazitare. Pentru aceasta se folosesc filtre, de la

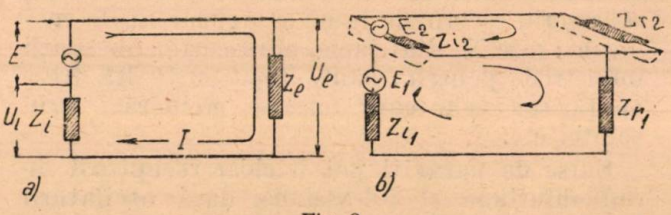


Fig. 3.

a — schema echivalentă a sursei de paraziți ; *b* — schema echivalentă completată a sursei de paraziți.

cele mai simple — formate de un singur condensator — pînă la scheme complexe, cuprinzînd mai mulți condensatori și inductanțe sau chiar etaje de filtre.

Dificultatea deparazitării constă în alegerea schemei de filtraj corespunzătoare diferitelor situații în parte.

Dacă se va considera schema echivalentă a sursei de paraziți cu rețeaua la care este cuplată (fig. 3) unde :

E este forța electromotoare a paraziților ;

Z_i — impedanța sursei de paraziți ;

Z_e — impedanța rețelei ;

U_i, U_e — căderea de tensiune interioară și exterioară ;

I —curentul parazitar ;

vom avea :

$$U_e = I.Z_e \qquad I = \frac{E}{Z_i + Z_e}$$

de unde

$$U_e = \frac{Z_e}{Z_i + Z_e} \cdot E$$

dacă notăm

$$\frac{Z_e}{Z_i + Z_e} = K$$

vom avea :

$$U_e = K.E \qquad (1)$$

în care K reprezintă micşorarea paraziţilor la conectarea reţelei.

In continuare, notînd cu :

U_a — tensiunea paraziţilor indusă în antena receptorului ;

η — coeficientul de cuplaj între reţea şi antenă,

vom avea :

$$\frac{U_e}{U_a} = \eta \qquad \text{sau} \quad U_a = U_e \frac{1}{\eta} . \qquad (2)$$

Introducînd (1) în (2) se obţine :

$$U_a = E.K. \frac{1}{\eta} . \qquad (3)$$

Analizînd formula (3) putem să ne dăm seama de felul cum putem acţiona pentru reducerea paraziţilor în antena receptorului.

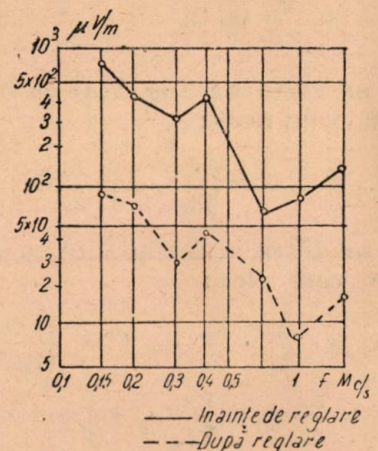


Fig. 4. Influenţa reglării presiunii periilor la un motor cu colector.

Deşi schema completă a surselor de paraziţi corespunde cu fig. 3, *b* analizarea problemei reducerii paraziţilor după schema 3, *a* şi toate considerentele în legătură cu aceasta sînt valabile, în aceeaşi măsură, atît pentru paraziţii simetrici cît şi pentru cei nesimetrici.

Din expresia (3) se poate vedea că pentru reducerea paraziţiilor în antenă trebuie să căutăm să micşorăm cît mai mult posibil, pe E şi pe K şi să-l mărim pe η.

Despre modul cum se poate micşora forţa electromotoare E a paraziţilor s-a relatat pînă acum. Oricum anularea completă nu se poate obţine. Se poate spune, în completare, că la reducerea lui E pot contribui şi intervenţii ca reducerea trepidaţiilor sursei sau simetrizarea electrică a înfăşurărilor acesteia, cînd acest lucru este posibil (cazul soneriilor, motoarelor serie etc). Pentru exemplificare dăm în fig. 4 diagrama paraziţilor produşi de un motor cu colector, ridicată înainte şi după aplicarea unei măsuri de reducere a lui E.

Despre reducerea cuplajului antenei receptorului cu sursa perturbatoare, de asemenea s-a amintit. În fig. 5 se dau curbe scoase experimental.

Acţionarea asupra coeficientului K constituie deparazitarea propriu-zisă. Micşorarea lui K se poate realiza prin modificarea diferitelor impedanţe, la frecvenţa paraziţilor, prin adăugarea de capacităţi şi inductanţe la bornele de reţea a perturbatorului.

Este important de reţinut că din punctul de vedere al frecvenţelor radio, impedanţele prezentate de reţea sau de sursă au un caracter mult diferit de acela prezentat curentului industrial. Ele pot avea, fie un caracter capacitiv

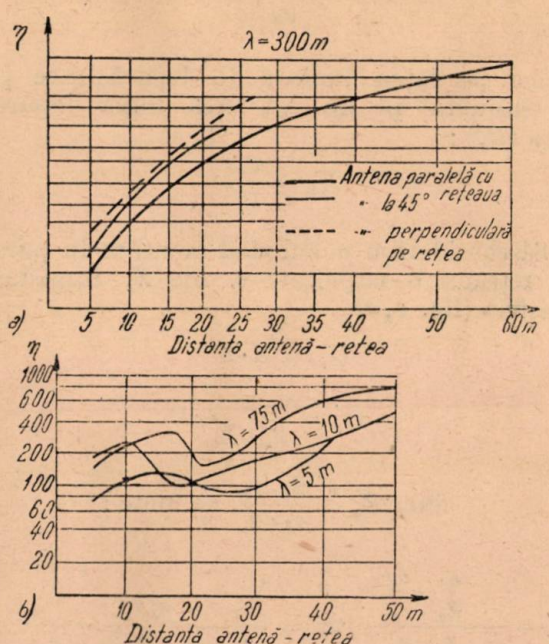


Fig. 5. Variaţia coeficientului de cuplaj η. Experimentarea s-a făcut folosind o reţea lungă de 75 m terminată la un capăt cu o sarcină echivalentă unei reţele normale de 150 Ω. Conductorii reţelei de 0,75 mm² au o distanţă între ei de 30—35 cm şi o înălţime faţă de pămînt de 3,25 m. Alimentarea reţelei s-a făcut de la un generator de semnale standard, drept antenă s-a folosit o antenă standard amplasată la diferite distanţe de reţea.

(impedanţă negativă), fie un caracter inductiv (impedanţă pozitivă).

Modificările care se aduc acestor impedanţe nu trebuie să afecteze sensibil circuitul curentului industrial.

Pentru simplificarea posibilităţilor de analiză a diferitelor modificări de impedanţe la frecvenţa paraziţilor industriali se pot neglija rezistenţele active şi de asemenea se poate considera că toate elementele care intervin sînt liniare.

Fiind $K = \frac{Z_e}{Z_i + Z_e}$ se poate vedea că valoarea lui va fi subunitară dacă atît Z_i cît şi Z_e va fi pozitiv şi deci tensiunea parazitului

va fi inferioară lui E. Dacă schimbă de semn una dintre impedanțe se poate ajunge la valori ale lui K mai mari decît 1. La rezonanță cînd $Z_e = -Z_i$ valoarea lui K va tinde spre infinit și vor apare în rețea tensiuni parazite foarte periculoase.

In tabela 2 se arată felul cum se poate acționa asupra unui K existent în diferitele cazuri posibile.

Eficacitatea K_0 a unui dispozitiv de deparazitare se numește raportul dintre tensiunea para-

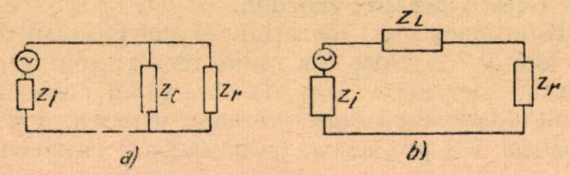


Fig. 6

ziților pe rețea înainte de deparazitare (U_r) și tensiunea pe aceeași rețea după deparazitare (U_r'):

$$K_0 = \frac{U_r}{U_r'}.$$

Să considerăm cazul cînd montăm în paralel cu rețeaua o capcitate c. Fie Z_c impedanța acesteia (fig. 6, a)

$$U_r = K \cdot E$$

$$U_r' = \frac{Z_e}{Z_i + Z_e} \cdot E$$

dar, $Z_e = \frac{Z_c \cdot Z_r}{Z_c + Z_r}$, de unde:

$$U_r' = \frac{\frac{Z_c \cdot Z_r}{Z_c + Z_r}}{Z_i + \frac{Z_c \cdot Z_r}{Z_c + Z_r}} \cdot E = \frac{Z_c Z_r}{Z_i Z_c + Z_i Z_r + Z_c Z_r} \cdot E$$

$$\frac{U_r}{U_r'} = K \cdot \left[\frac{Z_i}{Z_c} \left(\frac{Z_c}{Z_r} + 1 \right) + 1 \right]$$

dar

$$\frac{Z_c}{Z_r} + 1 \approx 1$$

de asemenea se poate considera:

$$\frac{Z_i}{Z_c} + 1 \approx \frac{Z_i}{Z_c}$$

deci:

$$K_0 = K \frac{Z_i}{Z_c}.$$

Valoarea K_0 este suficientă pentru a ne da seama de eficacitatea dispozitivului. Valoarea exactă va fi:

$$K_T = K_0 \theta$$

în care θ reprezintă un coeficient de corecție care se poate deduce prin calcule simple

$$\theta = 1 + \frac{Z_i}{Z_L} + \frac{Z_r}{Z_L}.$$

In mod analog se procedează pentru aflarea eficacității diferitelor scheme de deparazitare.

Pentru cazul unei impedanțe montate în serie cu rețeaua (fig. 6, b) vom avea:

$$K_0 = K \cdot \frac{Z_L}{Z_r} \text{ iar } \theta = 1 + \frac{Z_i}{Z_L} + \frac{Z_r}{Z_L}.$$

Pentru un filtru în L (fig. 7, a) cu intrare pe inductanță vom avea:

$$K_0 = K. \frac{Z_L}{Z_c} \text{ și } \theta = \left(\frac{Z_i}{Z_L} + 1 \right) \left(\frac{Z_c}{Z_r} + 1 \right) + \frac{Z_c}{Z_L}.$$

Pentru un filtru în L (fig. 7, b) cu intrare pe capacitate vom avea:

$$K_0 = K \cdot \frac{Z_i}{Z_c} \cdot \frac{Z_L}{Z_r} \text{ iar } \theta = \left(\frac{Z_c}{Z_L + Z_r} + \right.$$

$$\left. + \frac{Z_c}{Z_i} + 1 \right) \left(\frac{Z_r}{Z_L} + 1 \right).$$

Pentru un filtru în π (fig. 7, c) vom avea:

$$K_0 = K \cdot \frac{Z_i}{Z_{c1}} \cdot \frac{Z_L}{Z_{c2}} \text{ iar } \theta = \left(\frac{Z_c}{Z_L + Z_r'} + \right.$$

$$\left. + \frac{Z_c}{Z_i} + 1 \right) \left(\frac{Z_r'}{Z_L} + 1 \right)$$

unde

$$Z_r' = \frac{Z_{c2} \cdot Z_r}{Z_{c2} + Z_r}.$$

Tabela 2

Cazul	Valoarea lui K	Z_i	Z_e	Ce trebuie făcut
1	K pozitiv $\lvert K \rvert < 1$	+	+	micșorat Z_e sau mărit Z_i
2	idem și $\lvert K \rvert < 1$	−	−	idem
3	idem și $\lvert K \rvert > 1$	+	−	dacă $Z_1 < Z_e$ trebuie mărit Z_e sau micșorat Z_i.
	K negativ $\lvert K \rvert \gtrsim 1$			dacă $Z_i > Z_e$ trebuie micșorat Z_e sau mărit Z_i
4	K pozitiv $\lvert K \rvert > 1$	−	+	dacă $Z_i < Z_e$ trebuie mărit Z_e sau micșorat Z_i.
	K negativ $\lvert K \rvert \gtrsim 1$			dacă $Z_i > Z_e$ trebuie micșorat Z_e sau mărit Z_i

La folosirea unor etaje de filtre vom avea în cazul intrării pe condesator.:

$$K_0 = K \frac{Z_i}{Z_c}\left(\frac{Z_L}{Z_c}\right)^n$$

iar în cazul intrării pe inductanță:

$$K_0 = K\left(\frac{Z_L}{Z_c}\right)^{n+1}$$

unde n reprezintă numărul etajelor.

Pentru circuitul parazițiilor simetrici se folosesc de obicei aceleași elemente pe ambii conductori. Pentru calculele eficacității acestora, trebuie să ținem seama de toate elementele care stau în calea curenților parazitați. De exemplu în fig. 7,*d* se va considera drept inductanță 2 L iar drept capacitate $\frac{c}{2}$.

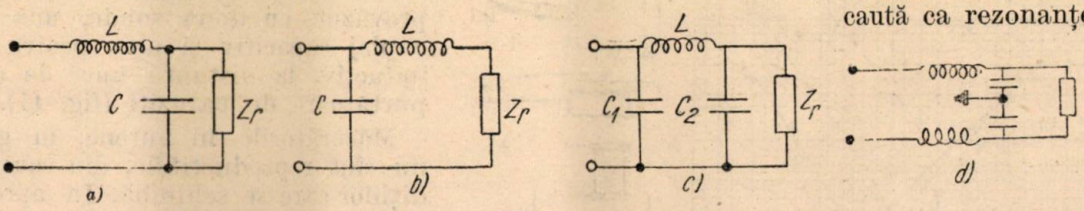


Fig. 7

Trebuie reținut că toate considerentele expuse mai sus își modifică aspectul atunci cînd rețeaua se comportă ca un sistem cu constante distribuite, lucru care se întîmplă cu parazitii pe frecvențe mai ridicate, de obicei peste 15 MHz.

De o importanță deosebită este și faptul că între diferitele elemente ale protecției cît și între acestea și sursă sau rețea pot apare una sau mai multe rezonanțe care uneori denaturează complet rezultatele deparazitării. Rezonanțe pot apare între impedanțele Z_i Z_r Z_L și Z_e. Ele se datoresc existenței în diferitele înfășurări a capacităților proprii și în condesatori a inductanțelor proprii.

La deparazitare unele rezonanțe pot fi utile iar altele supărătoare.

Din punct de vedere al impedanței Z_i dacă apare o rezonanță derivație se mărește rezistența internă a sursei ceea ce contribuie la micșorarea tensiunii parazitilor. Dacă apare o rezonanță serie se produce o înrăutățire a situației. Cu ajutorul unei capacități se poate muta această rezonanță în domeniul frecvențelor joase.

In ceea ce priveste impedanța rețelei Z_r aceasta este în general mai puțin determinată. Ea poate varia o dată cu conectarea diferiților consumatori și poate avea un caracter cînd inductiv cînd capacitiv (fig. 8). Dar din acest punct de vedere conectarea unei capacități în paralel poate îmbunătăți situația făcînd ca respectivele frecvențe de rezonanță să fie mutate în domeniul frecvențelor care nu ne interesează în special în domeniul frecvențelor joase.

In fig. 9 se vede cum se poate schimba caracterul unui filtru LC la diferite frecvențe din cauza elementelor proprii C_0L_0.

In deparazitare este indicat să se folosească capacități și inductanțe cît mai pure. Din punct de vedere al fabricației condensatorilor sau inductanțelor obținerea unor elemente proprii de inductanță respectiv de capacitate cît mai mici ridică probleme constructive destul de delicate. Așa numiții condensatori de trecere din cauza unui L_0 mic au căpătat o răspîndire foarte mare în deparazitare. Oricum pentru că nu se pot obține capacități sau inductanțe pure în deparazitare, mai ales pentru frecvențe mai înalte, trebuie să se țină seamă de elementele proprii. De obicei se dau sau se scot curbe cu variația impedanței acestora, cu frecvența (fig. 10). Pentru a se realiza o deparazitare eficace, de cele mai multe ori se caută ca rezonanțele nefavorabile să fie scoase înafara benzii pe care dorim să o protejăm; de obicei este indicat ca această rezonanță să scadă sub frecvența de 0,15 MHz deci înafara benzii de radiodifuziune.

In anumite împrejurări cînd parazitul se manifestă pe o bandă îngustă se folosesc și rezonanțele în scopul obținerii unei eficacități ridicate.

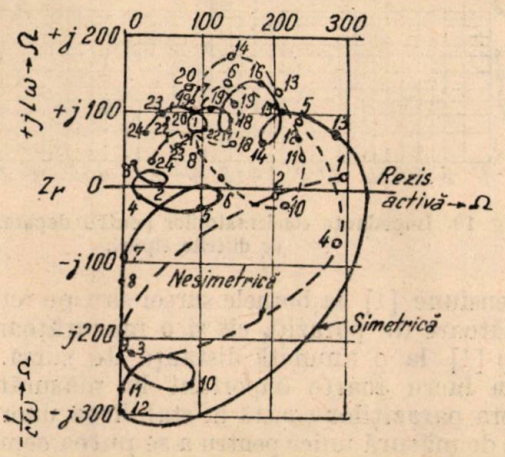


Fig. 8. Impedanța Z_r la diferite frecvențe înalte măsurată asupra unei rețele de curenți tari într-un bloc mare.

1 — 1 500 kHz; *2* — 1 400 kHz; *3* — 1 300 kHz; *4* — 1 200 kHz; *5* — 1 100 kHz; *6* — 1 000 kHz; *7* — 900 kHz; *8* — 800 kHz; *9* — 700 kHz; *10* — 600 kHz; *11* — 580 kHz; *12* — 560 kHz; *13* — 540 kHz; *14* — 500 kHz; *15* — 460 kHz; *16* — 400 kHz. *17* — 350 kHz; *18* — 300 kHz; *19* — 260 kHz; *20* — 230 kHz; *21* — 200 kHz; *22* — 190 kHz; *23* — 180 kHz; *24* — 140 kHz.

Măsurători în legătură cu parazitii industriali. Măsurătorile asupra parazitilor nu sînt totdeauna ușoare fiind vorba de măsurători asupra unor curenți de înaltă frecvență de formă și durată variabilă care se manifestă în modurile

cele mai diferite pe o gamă întreagă de mașini și instalații electrice. Tensiunea paraziților se măsoară în μV sau în $\mu V/m$.

Pentru a ne edifica complet asupra unei surse de paraziți trebuie să facem atît o măsurătoare

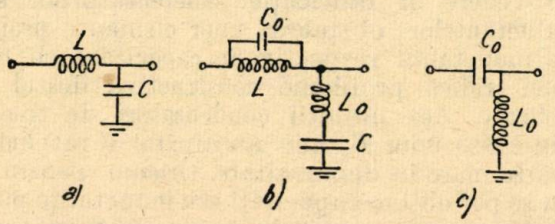


Fig. 9. Comportarea unui filtru la diferite frecvențe radio : *a* – la frecvențe joase; *b* – frecvențe medii; *c* – frecvențe înalte.

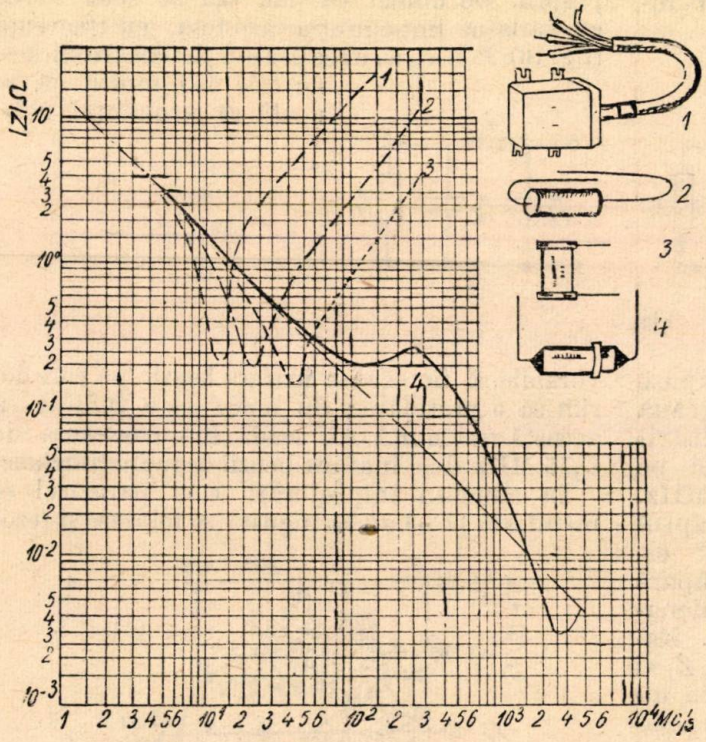


Fig. 10. Impedanța condensatorilor pentru deparazitare 0,1 μF de diferite tipuri.

de tensiune [1] la bornele sursei sau pe rețeaua purtătoare de paraziți, cît și o măsurătoare de cîmp [1] la o anumită distanță de sursă.

Un lucru foarte important la măsurătorile asupra paraziților constă în stabilirea unor metode de măsură unice pentru a se putea compara rezultatele diferitelor măsurători.

Aparatele care se folosesc pentru măsurători se pot împărți în trei categorii :

a) aparate pentru identificarea surselor;
b) aparate de control;
c) aparate de laborator.

Măsurătorile de paraziți de obicei se prevăd cu mijloacele necesare pentru a face atît măsurători în antene cît și măsurători pe rețelele industriale.

La marea majoritate a surselor se recomandă mai ales măsurătorile de tensiune la bornele sursei; sînt însă unele instalații electrice la care acest lucru nu este posibil cum ar fi : măsurătorile asupra aparatelor generatoare de înaltă frecvență: rețele de înaltă tensiune etc. Altele cum ar fi măsurarea paraziților de automobil, pe unde ultrascurte, care nu se pot face din cauza modificării condițiilor locale, o dată cu intervenția aparatelor de măsură. Pentru acestea se fac numai măsurători de cîmp.

Măsurarea paraziților se face, fie direct în μV, fie comparînd-o cu o tensiune echivalentă. Măsurarea directă este mai puțin precisă și este indicată la măsurătorile de teren. Pentru necesități de control, în fabrici sau laboratoare, se folosește metoda de comparație [1].

Descoperirea surselor perturbatoare se face cu ajutorul unui receptor special prevăzut cu cadru [6]. Prentru localizarea exactă a sursei receptorul este prevăzut cu două sonde, una pentru cuplaj capacitiv și alta pentru cuplaj inductiv, la distanță mică de rețeaua purtătoare de paraziți (fig. 11).

Măsurătorile în antene, în general, nu sînt reproductibile, din cauza condițiilor care se schimbă. In apropierea sursei trebuie ținut seama de faptul că predomină cîmpurile de inducție și mai puțin cele de radiație. Cele mai eficace măsurători în antenă sînt cele care se execută chiar la antena receptorului deranjat. Pentru scopuri de control se folosește o antenă baston de 1 m lungime, care are o înălțime efectivă de 0,50, constantă pe o bandă largă de lucru între 0,15 pînă dincolo de 20 Mc/s.

Pentru măsurarea cîmpului paraziților pe unde ultrascurte se folosește o antenă baston de $\frac{1}{4}\lambda$.

Pentru ca să fie edificatoare o măsurătoare de cîmp, asupra unei surse de paraziți, este de multe ori indicat să se scoată o diagramă polară a acestui cîmp. Măsurătorile la bornele surselor perturbatoare

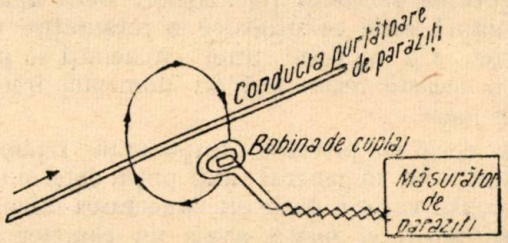


Fig. 11. Sondă pentru cuplaj.

folosesc așa numita sarcină echivalentă sau rețea de măsură (fig. 12) [9]. Rețeaua de măsură este prevăzută cu filtre care nu permit paraziților

străini de sursă să influenţeze măsurătorile. In laboratoare şi în general pentru scopuri de stabilire a influenţei paraziţilor şi eficacităţii

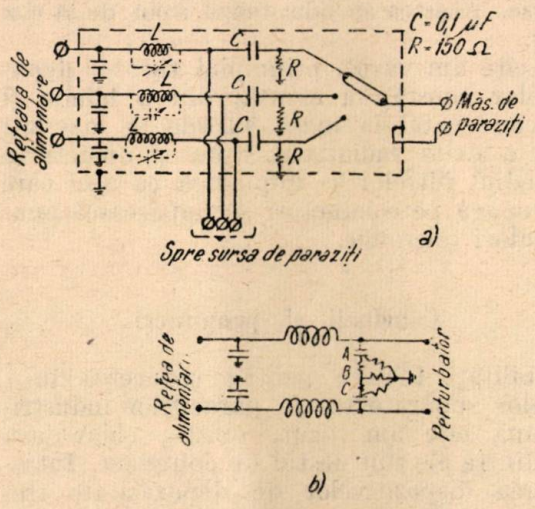


Fig. 12. Reţele de măsură :
a — pentru cazul paraziţilor nesimetrici pe reţele cu 1 2 şi 3 conductori ;
b — pentru paraziţi simetrici şi nesimetrici în cazul liniilor cu doi conductori.

diferitelor măsuri de deparazitare, se mai fac o serie întreagă de măsurători ca :

— măsurători de impedanţe la frecvenţe înalte, asupra diferitelor surse de paraziţi ;

— tensiunea de mers în gol, practic egală cu forţa electromotoare a paraziţilor ;

— tensiunea de scurtcircuit a paraziţilor.

De asemenea şi măsurători speciale ca : înregistrări, studiul impulsurilor parazite, studiul efectelor acustice etc.

Scheme de deparazitare. Deparazitarea contactelor cu întreruperi dese se face, în primă aproximaţie, după schema din fig. 13, *a* unde R_1 poate avea valori aproximativ între 5 şi 100 Ω iar C_1 între 0,05 şi 1 μF. Nu întotdeauna circuitul acesta de protecţie, numit şi stingător de scîntei folosit pentru protecţia contra uzurii, este satisfăcător şi ca protecţie antiparazită. Prin scurtarea conexiunilor folosirea unui condensator şi a unei rezistenţe cu caracter neinductiv, se poate ameliora eficacitatea stingătorului de scîntei şi împotriva paraziţilor. In anumite situaţii folosirea în locul rezistenţei R_1 a unui redresor cu seleniu sau cuproxid, astfel ca să opună la închiderea contactului o rezistenţă mare, dă rezultate mai satisfăcătoare (se întrebuinţează la curent continuu).

Reducerea nivelului paraziţilor la contacte ridică, în cazul unei deparazitări cît mai complete, probleme destul de dificile. Schema de protecţie antiparazită a acestora poate evolua în funcţie de necesităţi ca în fig. 13 *b*, *c*, *d*, *e*. Pentru necesităţile generale de protecţie, nu este cazul să se adîncească procesul de deparazitare, peste anumite limite.

Vom lua drept exemplu cazul simplu al unei sonerii (fig. 14). Pentru necesităţi normale de deparazitare va fi suficientă folosirea stingătorului de scîntei şi simetrizarea înfăşurării. Completarea în continuare a schemei oferă o

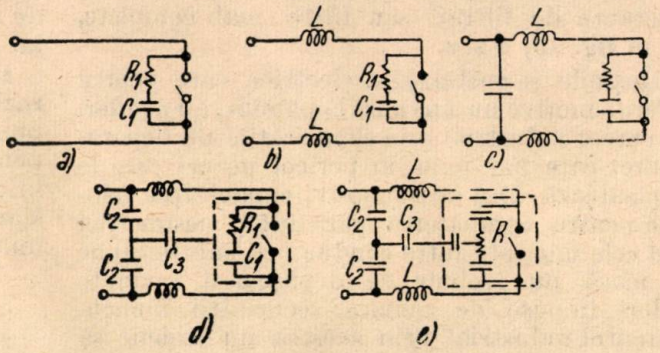


Fig. 13. Deparazitarea contactelor.

reducere suplimentară a nivelului paraziţilor care nu ne foloseşte întotdeauna, scumpind costul deparazitării.

La deparazitarea motoarelor electrice, dacă s-au epuizat intervenţiile de natură pur electrotehnică ca : rectificarea contactelor mobile, reglarea poziţiei şi presiunii periilor, simetrizarea înfăşurărilor (acolo unde este posibil)

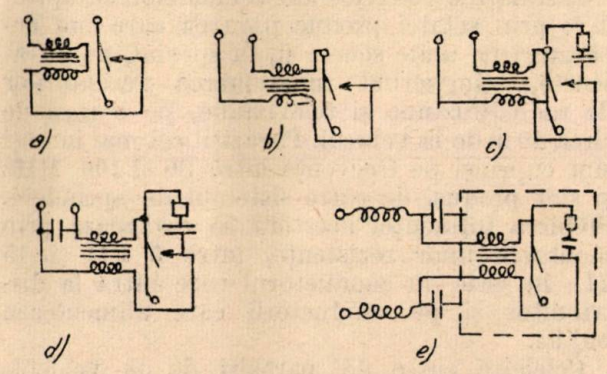


Fig. 14. Fazele deparazitării unei sonerii :
a — situaţie iniţială ; *b* — simetrizată ; *c* — cu stingător de scîntei ; *d* — cu condensator de protecţie, *e* — cu filtru de protecţie.

(fig. 15, *a* şi *b*), micşorarea trepidaţiilor etc. se trece la montarea elementelor de filtraj în-

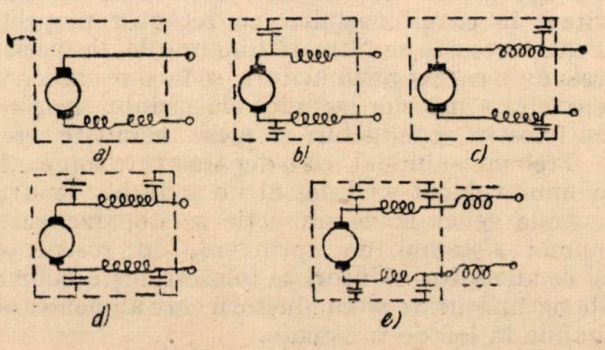


Fig. 15. Fazele de deparazitare la un motor serie.

cepînd cu condensatori de trecere în circuitul periilor.

In fig. 15, *b*, *c* şi *d* se arată cîteva posibilităţi de montare a condensatorilor. Mărirea în continuare a eficacităţii protecţiei antiparazite se realizează prin completarea schemei cu inductanţe de filtraj sau filtre mai complete, ca în fig. 15, *d* şi *e*.

Maşinile şi instalaţiile electrice care pentru diferite motive nu sînt puse la pămînt, au pierderi de curent industrial prin capacităţile de deparazitare, care pot pune în pericol pe cei care le exploatează. Din acest motiv, capacităţile folosite pentru combaterea paraziţilor nesimetrici sau cele montate între conductorii sub tensiune şi masă nu trebuie să depăşească anumite valori impuse de tehnica securităţii muncii. Curentul industrial prin acestea nu trebuie să depăşească 0,5 mA. Valoarea acestei capacităţi pentru curent industrial 220 V, 50 Hz, nu depăşeşte 5 000 μμF.

Condensatorii folosiţi pentru deparazitarea instalaţiilor de curent industrial nu depăşesc, de obicei, 1 μF, iar pentru curent continuu 4 μF. Pentru motive de protejare a instalaţiilor, de scurtcircuite, se folosesc şi condensatori prevăzuţi cu siguranţe, aceştia în special la maşinile cu puteri mai mari ca 0,5 kW.

Instalaţiile electrice ale vehiculelor cu aprindere prin scîntei produc paraziţi care sînt supărători pe unde scurte şi, în special, pe ultrascurte, stingherind funcţionarea receptorilor de radiodifuziune şi televiziune, pe o rază de circa 40 m de la vehicul. Paraziţii cei mai intenşi sînt cuprinşi pe frecvenţe între 30 şi 100 MHz şi sînt daţi de către sistemul de aprindere. Slăbirea influenţei acestora se realizează prin montarea unor rezistenţe, între 5 kΩ şi 15 kΩ, în serie cu conductorul care întră la distribuitor şi pe conductorii care alimentează bujiile.

Celelalte surse de paraziţi de pe vehicule ca: dinamul pentru încărcat acumulatorul, electromotorul pentru demaraj, diferitele piese mecanice prin care se închide un pol al curentului de la acumulator, cînd acestea trepidează etc. sînt prea puţin supărătoare pentru receptorii din apropierea maşinii, însă ele trebuie deparazitate în cazul maşinilor cu receptor propriu. Pentru aceasta se filtrează dinamurile, în special cele de încărcat acumulatori, se face o unificare electrică a maselor metalice ale şasiului maşini, se folosesc conductori şi piese ecranate etc.

Trebuie subliniat că o deparazitare completă a unui vehicul este destul de scumpă. Pentru nevoile generale de protecţie se deparazitează numai sistemul de aprindere, cu rezistenţe şi condensatori. Uneori se folosesc nişte bobine de şoc înfăşurate pe conductorii care alimentează bujiile în loc de rezistenţe.

Pentru vehiculele cu receptor propriu, mai pot fi supărători şi paraziţii provocaţi de electrizarea cauciucurilor, pe timp uscat, din cauza frecărilor în timpul mersului.

Exemplele arătate pînă acum nu epuizează toate cazurile care se pot întîlni la deparazitare. In general se calculează şi se experimentează o serie de scheme tip pentru diferitele genuri de surse. Acestea se adaptează apoi de la caz la caz.

Din cîte am văzut, principiul tuturor deparazitărilor constă, în esenţă, din a blinda şi pune convenabil la masă sursele de paraziţi pentru a evita radiaţia acestora şi apoi, prin intermediul filtrelor se împiedică ca acei care s-ar propaga pe conductori să depăşească anumite valori tolerabile.

Concluzii şi propuneri

Posibilităţi tehnice pentru reducerea influenţelor supărătoare ale paraziţilor industriali, după cîte am văzut, există, chiar dacă unele dintre ele sînt destul de complexe. Întrebuinţarea dispozitivelor de deparazitare trebuie să se facă numai pe baza unor date concrete, obţinute prin măsurători asupra diferitelor surse. Acestea trebuie executate cu aparatura şi material corespunzător şi de către un personal bine instruit. Aplicarea la întîmplare a dispozitivelor de protecţie antiparazite poate avea drept rezultat un efect contrar celui dorit, atît din punct de vedere al protecţiei respective, cît şi din punct de vedere al securităţii instalaţiei.

La reuşita unei acţiuni generale de deparazitare se cere colaborarea a trei factori:

1) posesorul sursei perturbatoare, prin întreţinerea instalaţiei în bune condiţii, fabricarea ei îngrijită şi prevederea ei cu dispozitivele de protecţie adecvate;

2) posesorul instalaţiei de recepţie, prin realizarea unei instalaţii corespunzătoare din punct de vedere al micşorării influenţei paraziţilor şi întreţinerii acesteia;

3) organele de stat, prin reglementarea şi coordonarea acţiunii şi asigurarea materialelor necesare.

Pentru exemplificarea rolului fiecăruia din factorii amintiţi, putem spune că din totalitatea cauzelor care produc perturbaţii parazite, supărătoare la recepţie, numai 50% provin datorită unor cauze inerente funcţionării surselor perturbatoare propriu-zise, 20% se datoresc instalaţiilor electrice din clădiri sau ale reţelelor industriale cu diferite defecţiuni, 20% sînt provenite din însăşi instalaţiile de recepţie 7% datorită paraziţilor atmosferici şi 3% datorită altor cauze diferite.

Şi la noi în ţară, organizarea acţiunii de combatere a paraziţilor industriali se face din ce în ce mai necesară. O reglementare rigidă în această materie nu ar fi indicată atît timp cît nu avem acumulată o oarecare experienţă. Organizarea acţiunii de deparazitare presupune formarea unei reţele de instalatori instruiţi,

existența unei aparaturi și a unor metode de măsură unitare; de asemenea și existența materialelor specifice în cantitățile și sorturile necesare.

Pentru a se obține rezultatele așteptate din acțiunea de deparazitare, va fi necesar ca acestea să fie împărțită în cîteva etape: o primă etapă, pregătitoare, care să permită organizarea acțiunii, însușirea metodelor de lucru asigurarea materialelor necesare și popularizarea problemelor deparazitării. A doua etapă, începînd cu deparazitarea celor mai supărătoare surse, în special a celor din centrele cu o densitate mare de receptori; deci; începînd cu București și orașele mari. In a treia etapă, urmînd să se generalizeze acțiunea de deparazitare asupra tuturor surselor de paraziți supărători, răspîndindu-se treptat în toată țara.

Aspectele economice ale problemei combaterii perturbațiilor de natură industrială afectează în diferite măsuri pe cei trei factori interesați în deparazitare. Costul celor mai multe dintre dispozitivele de deparazitare ar putea fi cuprins între 15 și 100 lei, pentru marea majoritate a surselor producătoare de paraziți. Unele însă, cum ar fi cele pentru generatori de curenți de înaltă frecvență folosiți în scopuri industriale, medicale sau științifice, ar putea reprezenta sume de ordinul miilor de lei.

In general, costul deparazitării este condiționat de gradul de deparazitare dorit sau necesar a fi impus prin lege. Nivelul paraziților admisibil va trebui să satisfacă marea majoritate a receptorilor la îndemîna publicului, ținînd seama atît de posibilitățile de acționare la sursă cît și cele de la receptor.

In acțiunea de deparazitare va trebui să se țină seama, pentru a se evita o serie de cheltuieli inutile, că noțiunea de „sursă perturbatoare" își pierde sensul atunci cînd nu există un perturbat și că importanța acestuia crește cu cît numărul celor perturbați este mai mare.

Bibliografie

[1] *Liutov S. A.*: Industrialnie pomehi radiopriemu u borba c nimi, Moscova, 1951.
[2] *Decharge*: Les parasites industriels, Paris, 1937.
[3] *Neiman S. A.*: Protecția radiorecepției împotriva paraziților, Moscova, 1951.
[4] *Siforov V. I.*: Radioreceptori, Moscova, 1951.
[5] *R. F. T.*: Entstörungsableitung und Fertigungsliste für Störschutz-Kondensatoren und Storschutz-Drosseln, *R. F. T.*, Berlin 1955.
[6] *Seeleman*: Funk-Entstörung, Berlin, 1954.
[7] *Gill A. J.* și *Wihtehead S.*: Electrical interference with radio reception, The Institut of Electrical Engineers, Londra, sept. 1938.
[8] *Leblais D.*: Toute la radio, Paris, mai, 1949.
[9] *C. Fevrot J. F. Ulmo*: Revue Generale d'Electricite, nr. 12, Paris, 1953.
[10] *Nicolau Edm.*: Paraziți produși de instalațiile electrice și combaterea lor, Electrotehnica nr. 11/1953.
[11] * * * Documente C.C.I.R.

★

О БОРЬБЕ С ПРОМЫШЛЕННЫМИ РАДИОЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ПОМЕХАМИ

Резюме

Анализируются причины промышленных помех и описываются методы борьбы с ними. Указываются возможности действия на источники помех. Показываются, что один из важнейших факторов ослабления влияния помех — уменьшение связи антены приемника с сетьями носившие помехи. Даются основные измерения необходимые для устранения помех. Приводятся некоторые примеры для устранения помех а также и некоторые схемы.

В заключения делаются некоторые выводы как нужно вести борьбу с помехами.

★

EINIGE FORMEN DER BEKÄMPFUNG DER INDUSTRIELLEN ELEKTROMAGNETISCHEN STÖRUNGEN

Zusammenfassung

Zunächst werden die Ursachen der industriellen Störungen analysiert und Methoden zur Bekämpfung derselben beschrieben. Dann werden die Möglichkeiten der Einwirkung auf die Störungsquellen vorgezeigt. Es wird gezeigt das einer der wichtigsten Faktoren zur Schwächung des Einflusses der Störungen, in der Verkleinerung der Kupplung zwischen die Antenne des Empfängers und dem Störungen tragenden Netz, besteht. Es werden die wichtigsten Messungen die für die Entstörungsarbeiten nötig sind dargestellt. Sodann werden einige Entstörungsbeispiele dargestellt, Zum Schluss werden einige Betrachtungen betreffend der Organisierung der Entstörungsarbei-ten dargeboten.

NOTE

Transferul energiei electromagnetice

538.312.621.37

Anterior*) s-a arătat că este posibil de a evalua fluxul de energie printr-o suprafaţă închisă, înafară de metoda bazată pe vectorul Poynting şi prin altă metodă bazată pe vectorul indicat de Slepian în 1942 :

$$\mathbf{S}' = \mathbf{E}\times\mathbf{H} + \operatorname{rot}(V\mathbf{H}) = V\left(\mathbf{J}+\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}\right) + \left(\mathbf{H}\times\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}\right).$$

Variaţia densităţii energiei pe secundă era în acest caz definită prin :

$$\dot{W} = \frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{1}{2}\varepsilon_0\,\varepsilon\mathbf{E}^2 + \frac{1}{2}\mu_0\,\mu\mathbf{H}^2\right) + \rho\mathbf{J}^2 = \mathbf{E}\left(\mathbf{J}+\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}\right) + \mathbf{H}\dot{\mathbf{B}}.$$

Este însă de amintit că Macdonald în cartea sa „Electric waves" publicată în 1902, stabileşte o teoremă similară în care rolul lui W şi $\mathbf{S}'$ îl au $\mathcal{D}$ şi $\mathcal{R}$ legaţi printr-o relaţie de acelaşi fel :

$$\int_v \dot{\mathcal{D}}\,dv = \int_\Sigma \mathcal{R}_n\,d\sigma$$

$\mathcal{D}$ se poate susţine că măsoară densitatea unui fluid care se conservă. Macdonald defineşte pe $\mathcal{D}$ prin relaţia :

$$\dot{\mathcal{D}} = \mathbf{E}\left(\mathbf{J}+\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}\right) + \frac{1}{2}\frac{\partial}{\partial t}\left[\mathbf{A}\left(\mathbf{J}+\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}\right)\right]$$

iar pe $\mathcal{R}$ printr-un vector similar vectorului Poynting

$$\mathcal{R} = \mathbf{E}\times\mathbf{H} + \frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{A}\times\mathbf{H}).$$

Această teoremă este mai potrivită decît formularea Poynting, în cazul unei teorii dinamice a eterului. Pentru cazurile tratate prin acţiunea aproape în aproape, este mai adecvată formularea Poynting. Totuşi mai este de amintit că Livens (The theory of electricity, 1926) a dezvoltat o teorie dinamică alternativă bazată pe densitatea W.

Astfel în cazul unor unde plane, derivînd dintr-un potenţial vector avînd componente complexe proporţionale cu $e^{ik(nz-ct)}$ rezultă un vector Poynting variabil, funcţie de t, de z, de faza k $(nz\text{-}ct)$. Vectorul $\mathcal{R}$ al lui Macdonald rezultă însă constant şi egal cu media în timp a vectorului $\mathbf{S}$ (Poynting). In medii neabsorbante W este variabil pe cînd $\mathcal{D}$ este constant şi egal cu media în timp a lui W. Dacă mediul este izotropic şi absoarbe atunci se găseşte $\dot{\mathcal{D}}$ constant şi egal cu valoarea medie a lui $\dot{W}$.

Imaginea dată de $\mathcal{D}$ şi $\mathcal{R}$ este preferată de unii fizicieni imaginii date de W şi $\mathbf{S}$, atunci cînd se caută să se facă o analogie cu undele în apă, la care fluxul de energie este constant.

De asemenea, vectorul Poynting nu ne mai satisface atunci cînd urmărim viteza de transfer a energiei. In cazul undelor plane vectorul Poynting este o funcţie de fază k $(nz\text{-}ct)$, ca şi cînd ar exista o deplasare a energiei cu viteza $\frac{c}{n}$ în direcţia z.

Insă în medii dispersive viteza general acceptată este viteza de grup $\frac{c}{\frac{dkn}{dk}}$ nu viteza de fază $\frac{c}{n}$. Pe de altă parte, vectorul $\mathcal{R}$ al lui Macdonald este o constantă, aşa încît el nu spune nimic în privinţa vitezei energiei. Aceasta este o lipsă a reprezentării Macdonald.

In cazul unui fluid (lichide) se ia ca viteză a energiei raportul flux către densitatea energiei. Aceasta ar conduce în cazul undelor plane electromagnetice la considerarea raportului $\frac{\mathbf{S}}{W}$ care ne dă o viteză $\frac{c}{n}$ pe direcţia z ; aceasta însă am văzut că nu corespunde cu ideea pe care ne-o facem noi pentru transmiterea în medii dispersive, unde primează viteza de grup. Dacă însă într-un mediu izotropic Lorentz dispersiv se deduce W din $\dot{W}$, căruia după integrare i se adaugă o constantă potrivită, atunci din valoarea medie a raportului $\frac{\mathbf{S}}{W}$ rezultă viteza de grup. Rezultatul acesta începe să mulţumească pe fizician, care totuşi reproşează că viteza rezultată este variabilă în timp şi că numai media ei este corectă. Această ultimă obiecţie dispare dacă se consideră raportul $\frac{\mathcal{R}}{\mathcal{D}}$ din teorema lui Macdonald.

Forma vectorului $\mathcal{R}$ în teorema lui Macdonald suferă însă de un alt defect, care se observă şi la vectorul Poynting $\mathbf{S}$, atunci cînd se consideră unele cazuri din statică sau cazurile de curent continuu (regim staţionar), relevate anterior.*)

De aceea Hines în 1952 propune într-un articol (Canadian Journal of Physics, martie 1952) o nouă formă pentru vectorul $\mathcal{R}$

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{2}(\mathbf{A}\dot{\mathbf{H}} - \dot{\mathbf{A}}\times\mathbf{H}) + V\left(\mathbf{J}+\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}\right)$$

care dă o satisfacţie mai completă simţului nostru fizic, tot aşa cum $\mathbf{S}'$ (în locul vectorului Poynting) ne dă satisfacţie mai mare cînd privim fenomenele statice şi staţionare. In plus, acest vector $\mathbf{Q}$ împreună cu $\mathcal{D}$ definesc în mod corect viteza de propagare.

In concluzie, sistemul $\mathbf{Q} - \mathcal{D}$ este de preferat din punct de vedere al concepţiilor noastre despre aceste fenomene. Nu poate fi vorba aici de confirmarea prin experienţă mai mult a unui sistem decît a altuia, dar se poate spune că unul din sistemele acestea abstracte este mai fructuos în aplicaţii decît altul.

T.T.

*) T.T. : Transferul energiei electromagnetice, Electrotehnica, nr. 11/1955.

Din activitatea Secţiei de electricitate a Filialei Regionale A.S.I.T Bucureşti

Secţiile de specialitate din cadrul filialelor A.S.I.T. urmează să-şi organizeze conferinţe. Cu această ocazie, se va analiza activitatea desfăşurată în ultimul timp şi se vor căuta noi metode de muncă pentru a se pune în valoare energia creatoare a inginerilor şi tehnicienilor în soluţionarea sarcinilor trasate prin Directivele Congresului al II-lea al P.M.R. Conferinţele îşi vor alege şi noile organe conducătoare din rîndul celor mai valoroase, devotate şi hotărîte cadre de ingineri şi tehnicieni care să îmbunătăţească munca în cadrul Asociaţiei.

Secţia Electricitate din cadrul Filialei Regionale A.S.I.T. Bucureşti a avut ca sarcină fundamentală, în activitatea sa, sprijinirea şi îndrumarea cercurilor A.S.I.T. pentru o participare activă la organizarea superioară a producţiei în întreprinderile industriale electrotehnice, energetice şi de telecomunicaţii, care să ducă la mărirea productivităţii muncii, reducerea preţului de cost şi îmbunătăţirea calităţii produselor, prin folosirea largă a tehnicii noi şi a resurselor interne.

O problemă,importantă din producţie, care a fost amplu studiată şi dezbătută de secţie şi cercuri se referă la îmbunătăţirea calităţii produselor electrotehnicc, în special a celor de larg consum şi reducerea preţului de cost, prin descoperirea şi folosirea largă a rezervelor interne. In cadrul acestei acţiuni, secţia a organizat o consfătuire privind îmbunătăţirea calităţii produselor şi reducerea consumurilor specifice de materii prime. Cercurile A.S.I.T. Electroaparataj, Electromagnetica, Electrocablul şi Electrotehnica au prezentat referate documentate, cu metodele folosite de întreprinderi în această acţiune, care apoi au fost generalizate.

Prin aplicarea procedeelor rezultate din dezbaterile consfătuirii, a studiilor, consfătuirilor restrînse organizate şi în cadrul cercurilor, s-au obţinut unele rezultate satisfăcătoare. Astfel, la Acumulatorul s-a realizat o reducere de 2% din consumul specific de plumb folosit la fabricarea plăcilor; la Electrocablul s-au realizat reduceri de 2—10% la consumurile specifice de materii prime, folosite la fabricarea cablurilor de forţă, conductorilor electrici şi tuburilor izolante; la Electroaparataj s-au obţinut îmbunătăţiri substanţiale în calitatea întrerupătorilor automaţi DITU şi DITA 25, iar la Electromagnetica la transformatorii de sonerii, contorii electrici etc.

O consfătuire similară s-a organizat pentru ramura telecomunicaţii. S-au dezbătut probleme în legătură cu îmbunătăţirea calităţii proiectelor şi lucrărilor din sectorul telefon interurban şi de telecomunicaţii. Ca urmare, un colectiv a întocmit un studiu pentru organizarea mai sistematică a şantierelor de construcţii de telecomunicaţii, care a fost pus în aplicare, cu sprijinul întreprinderii, pe şantierele de lucru de la Hunedoara şi Timişoara, cu rezultate bune.

In cadrul acţiunii de organizare superioară a producţiei pentru îmbunătăţirea calităţii lucrărilor şi ridicarea productivităţii, secţia a sprijinit şi îndrumat activitatea cercului A.S.I.T.Teleconstrucţia în problema mecanizării lucrărilor pe linii de telecomunicaţii.

Problema mecanizării lucrărilor de construcţii de linii a fost dezbătută ulterior şi într-o consfătuire organizată de secţie.

In urma studiilor efectuate în cercurile din sectorul telecomunicaţii şi electromontaje, secţia a organizat şi o consfătuire privind criteriile pentru folosirea lemnului în lucrările de telecomunicaţii şi în construcţia liniilor de transport şi distribuţie.

In sectorul energetic o problemă importantă pentru economia naţională, de care secţia s-a preocupat în mod deosebit, se referă la economisirea energiei electrice, printr-un consum raţional, concomitent cu îmbuňătăţirea factorului de putere la întreprinderile industriale.

Pentru a sprijini în mod practic acţiunile cercurilor A.S.I.T din toate ramurile industriale care au avut ca sarcină de studiu stabilirea, normarea şi reducerea consumurilor specifice de energie electrică şi îmbunătăţirea factorului de putere, secţia a organizat numeroase manifestaţii cu caracter tehnico-ştiinţific la întreprinderi industriale, institute de proiectări, filiala A.S.I.T. etc.

Astfel, a avut loc o consfătuire la Atelierele C.F.R. Griviţa Roşie, referitor la determinarea consumului specific de energie electrică la cuptorul electric de topit oţel de 1,5 t şi reducerea lui progresivă.

Pentru acţiunea de îmbunătăţire a factorului de putere s-au organizat schimburi de experienţă. De asemenea, tov. ing. Bercu A. a prezentat la filială şi o conferinţă în problema tehnologiei de fabricaţie a condensatorilor de forţă în R.P.R. O altă manifestare în această direcţie, este ciclul de două conferinţe organizat de secţie în luna mai 1956 privind compensarea energiei reactive în întreprinderile industriale prin maşini electrice,prezentat de prof. dr. ing. Cezar Parteni, rectorul Institutului Politehnic Bucureşti.

Tot pe linia organizării superioare a producţiei, secţia a acordat sprijin tehnic unor cercuri A.S.I.T. pentru soluţionarea cîtorva probleme pe care întreprinderile respective nu le puteau rezolva cu mijloacele proprii. Astfel, la Electroaparataj, cu sprijinul filialei şi a secţiei de mecanică s-a organizat un colectiv cu specialişti de la Uzinele 23 August pentru a studia problema turnării fontei maleabile. Ca urmare a experimentărilor făcute şi a instruirii cadrelor respective de la Electroaparataj calitatea fontei s-a îmbunătăţit, iar procentul de rebuturi a scăzut în 1955 cu 50%. La Electrotehnica s-a acordat asistenţă tehnică şi s-a realizat lipirea prin sudură a conductorilor de aluminiu.

Un colectiv organizat la secţie a prezentat o comunicare tehnico-ştiinţifică cu rezultatele lucrărilor efectuate şi măsurile ce mai trebuie aplicate pentru o continuă îmbunătăţire a calităţii sîrmelor emailate, la Electrocablul.

In colaborare cu prof. Nicolau Alex. şi ing. Salzberg Beno de la ICPET, secţia a acordat sprijin întreprinderii Elecdrocablul pentru aplicarea inovaţiei propuse de un colectiv de ingineri şi tehnicieni de la Electrocablul referitoare la înlocuirea sudurii autogene a tuburilor panzer prin sudură electrică.

Secţia a îndrumat cercurile şi le-a indicat metodele cele mai practice pentru sprijinirea şi dezvoltarea activităţii inovatorice din întreprinderi şi instituţii, pentru colaborarea cu comitetul de întreprinderi la organizarea întrecerilor socialiste şi extinderea experienţei înaintate, pentru organizarea activităţii cabinetelor tehnice.

Realizări deosebite au obţinut pe aceste linii întreprinderea Electroaparataj care la începutul lunii mai a.c. avea 2 000 inovaţii înregistrate, a căror soluţionare este sprijinită de un cabinet tehnic model, precum şi la : Clement Gottwald, Electromagnetica, I.S.P.E., Electromontaj Intreprinderea nr. 1 etc.

Nu acelaşi lucru se poate spune şi despre cabinetul tehnic de la Electrotehnica, a cărui funcţionare fantomatică a fost criticată de ziarul Steagul Roşu. Secţia a arătat cercului A.S.I.T. Electrotehnica şi conducerii întreprinderii modul cum urmează să sprijine organizarea şi funcţionerea cabinetului tehnic.

Pentru ca prin activitatea lor cercurile A.S.I.T. să se poată afirma cu vigoare. secţia a dus o sustinută acţiune de ridicare a nivelului tehnico-profesional şi ştiinţific al muncitorilor fruntaşi, inginerilor şi tehnicienilor. Aceasta s-a realizat prin conferinţe, informări tehnico-ştiinţifice, cursuri de specializare şi interuzinale, vizite la muzee şi expoziţii tehnice, schimburi de experienţă etc.

Activitatea în domeniul conferinţelor s-a referit la cele trei sectoare de specialitate şi a fost interesantă, prin varietatea şi noutatea problemelor prezentate. Astfel, la începutul anului 1955 s-a prezentat un ciclu de două conferinţe *„Transductori şi amplificatori magnetici"* de ing. Finţescu D. din cercul A.S.I.T-ICPET. Pentru inginerii şi tehnicienii din sectorul telecomunicaţii s-au prezentat următoarele conferinţe : *„Comunicaţii la mare distanţă prin curenţi purtă-*

tori" de către ing. Moţoi Valentin din cadrul cercului A.S.I.T Teleconstrucţia, care a arătat sistemele de aparate noi de curenţi purtători şi metodele folosite în legăturile internaţionale, regionale şi raionale.

Ing. Constantinescu I. din cercul A.S.I.T.-M.P.T. a prezentat un ciclu de două conferinţe cu tema *„Reţele telefonice urbane"* care au fost deosebit de importante pentru inginerii proiectanţi ai unor asemenea reţele.

Pentru cunoaşterea şi popularizarea aparatelor moderne folosite în electroacustică şi telecomunicaţii, ing. Demilano P. a prezentat cinci conferinţe: *magnetofonul, microfonul difuzorul modern, radiorelee, televiziunea în stadiul actual de dezvoltare, însoţite de de proiecţii, program televizat etc.*, ciclu foarte interesant şi apreciat de participanţi.

Cercul A.S.I.T.-ICPET a avut o contribuţie însemnată la organizarea conferinţelor din cadrul secţiei. Astfel tov. ing.Hortopan Gh. a prezentat conferinţa *„Reglajul tensiunii şi al curentului la rederesorii de putere"*, iar pe baza studiilor întocmite în problema transistorilor s-a organizat un ciclu de două conferinţe cu această temă *„Fenomene fizice în transistori"* prezentată de ing. Nachman K. şi *„Circuite cu transistori"* de conf. R. Stere. Noutatea problemei şi modul foarte documentat de prezentare a provocat un viu interes în masa inginerilor şi tehnicienilor, astfel că s-au primit propuneri pentru repetare.

Pentru cunoaşterea modului de folosire a energiei nucleare în scopuri paşnice, secţia a organizat numeroase conferinţe.

Astfel, inginerul Ionel Purica din cercul A.S.I.T.-MEEIE a prezentat un ciclu de patru conferinţe referitoare la *„energia nucleară în centralele electrice"*. Conferenţiarul a pus la dispoziţia marelui număr de participanţi un material documentar deosebit de interesant şi instructiv, pe baza căruia au putut să-şi continuie informările şi studiile.

In aceeaşi problemă, tov. ing. Purica Ionel a prezentat în faţa muncitorilor fruntaşi şi a tehnicienilor de la întreprinderile industriale din capitală un ciclu de trei conferinţe cu tema *„utilizarea energiei nucleare în sectorul energetic"* organizat de secţie, în colaborare cu Casa de Cultură a Sindicatelor din capitală. Tot în această problemă, s-a prezentat conferinţa *„Viitorul centralelor termonucleare în lumina conferinţei de la Geneva"*, de către conf. ing. Georgescu Adrian, director general în MEEIE şi membru în delegaţia R.P.R la conferinţa de la Geneva.

Pentru a pune la curent pe inginerii şi tehnicienii din toate ramurile industriale cu unele aspecte din domeniul automatizărilor în industrie, secţia în colaborare cu comisia de automatizări din cadrul Academiei R.P.R. a organizat prezentarea unui număr de 8 conferinţe, dintre care trei s-au programat în lunile mai şi iunie a.c. Astfel, academicianul Grigore C. Moisil şi ing. Victor Toma prezintă *„Conferinţa de la Moscova asupra maşinilor electrice de calcul"*, prof ing. Edm. Nicolau conferinţa despre *„Introducerea în cibernetică"*, prof dr. ing. T. Tănăsescu , membru corespondent al Academiei R.P.R. conferinţa *„Automatizări în reactorii nucleari"*.

Pentru îndrumarea inginerilor şi tehnicienilor din sectorul telecomunicaţii spre noi cercetări cu caracter tehnico-ştiinţific, s-au organizat şedinţe de comunicări şi informări în cadrul cărora s-au prezentat noutăţi din:

— *tehnica telecomunicaţiilor, pe circuite metalice şi în radiocomunicaţii* de ing. Bodeagă Alex.;

— *activitatea tehnică a Direcţiei Generale Radio* de ing. Necşulea I.;

— *exploatarea liniilor de feederi pentru radioficare şi a liniilor telefonice suspendate pe stîlpi comuni* de ing. Stcenescu Gh.;

— *protecţia comunicaţiilor telegrafice şi propagarea undelor metrice* de ing. Tulcea I. şi Oancea I. Aceste comunicări au constituit un îndreptar preţios pentru cei ce au dorit să studieze aceste probleme în amănunt.

Pentru cunoaşterea unor produse şi utilaje noi şi modul lor de folosire pentru o organizare mai bună a procesului de producţie, secţia a organizat cîteva schimburi de experienţă. Au fost prezentate conducta în policlorură de vinil, pentru instalaţii electrice fixe interioare, care elimină întrebuinţarea tuburilor izolante şi de protecţie, maşina automată de săpat şanţuri în ziduri, de mare productivitate, prototipul generatorului electric de înaltă frecvenţă de mare putere (40 kW).

Secţia s-a preocupat şi de popularizarea în rîndurile tineretului a unor probleme practice şi noi din domeniul electricităţii. Astfel, în vara anului 1955, au fost prezentate următoarele conferinţe:

— *Construcţia unor aparate electrice*, de tov. ing. Prodan I. din cercul A.S.I.T. Electroaparataj.

— *Construcţia unui aparat cu galenă*, de ing. Bădărău Gh. din cercul A.S.I.T.-Electromagnetica.

— *Ce este televiziunea?* de ing Gheron A. din M.P.T.

— *Pe ce se bazează construcţia unui aparat de televiziune*, de ing. Ţintea Fl. din M.P.T.

— *Folosirea energiei atomice în scopuri paşnice*, de ing. Purica Ionel.

Aceste comunicări teoretico-practice au fost urmărite cu mult interes de un număr de tineri şi studenţi.

Pentru pregătirea inginerilor şi tehnicienilor electricieni şi energeticieni de la întreprinderile industriale din capitală, în scopul de a-şi însuşi cunoştinţele necesare spre a deveni electricieni instalatori autorizaţi, secţia a organizat în 1955, un curs cu circa 50 participanţi, care a constat din 60 ore lecţii teoretice şi practice.

Recent s-a terminat cursul interuzinal pentru pregătirea electricienilor de întreţinere de la întreprinderile industriale din capitală.

Ca recentă manifestare, a fost organizarea a două excursii profesionale la staţia experimentală de televiziune din Bucureşti.

Din cele expuse mai sus, au rezultat unele aspecte ale activităţii din anii 1955-1956, duse de către secţia de electricitate din Filiala Regională A.S.I.T., Bucureşti.

In cadrul conferinţei secţiei din iunie a.c. se va dezbate mai pe larg activitatea secţiei, căutînd să se arate şi părţile negative, pentru a fi cunoscute şi înlăturate pe viitor.

Hotărîrile trebuie să asigure pe viitor o activitate tot mai rodnică, îndeplinind astfel cu cinste sarcina de a sprijini şi dezvolta iniţiativele muncitorilor şi tehnicienilor, de a răspîndi şi aplica cele mai avansate metode de lucru, şi de a ridica calificarea cadrelor la nivelul tehnicii noi.

Ing. **G. Panaiteseu**
Preşedintele secţiei Electricitate
a Filialei Regionale A.S.I.T.
Bucureşti.

RECTIFICARE

Relaţia (3) din lucrarea *„Nomograma pentru determinarea intensităţii cîmpului H în dinţii maşinilor electrice"* (apărută în nr. 1/1956) se rectifică după cum urmează:

$$x = \frac{\mu_0 . d . H}{\mu_0 . H + n}$$

Electroacustica

LIMITELE CALITAŢII TRANSFORMATORILOR ELECTROACUSTICI

534.86

De mai mulţi ani randamentul aparatelor electroacustice de transmisie şi recepţie nu a crescut în mod simţitor. Cele mai bune microfoane au un randament de aproximativ 2% iar difuzoarele de circa 5%, ceea ce în comparaţie cu sistemele de transformare electromecanice, este extrem de puţin. In general, în practică, acest randament redus nu are o importanţă prea mare deoarece energia acustică — care este foarte mică — poate fi uşor amplificată pe cale electrică. Totuşi, în anumite cazuri, spre exemplu la alimentarea difuzoarelor cu transistori sau cînd se urmăreşte reducerea secţiunii conductorilor telefonici — sînt ceruţi transformatori electroacustici foarte sensibili.

In baza unui studiu amănunţit al caracteristicilor transformatorilor electroacustici, pornind de la teorema reciprocităţii, se stabileşte o formulă generală pentru factorul de transmisie al tuturor transformatorilor electroacustici reversibili. Din aceasta rezultă că în construcţia lor există limite bine stabilite pentru fiecare factor şi că aceştia sînt în opoziţie, astfel încît mărirea unora dintre aceşti factori conduce la micşorarea celorlalţi. In consecinţă, o mărire sensibilă a cantităţii transformatorilor electroacustici la acelaşi nivel de preţ nu este posibilă decît prin dezvoltarea calităţilor magnetice, piezoelectrice şi mecanice a materialelor folosite în fabricarea lor.

(Din *ETZ-A*, vol. 76, caiet 17, septembrie 1955, *Fr. Spandöck*)

N.K.

MIORLĂITURILE IN SISTEMELE DE REPRODUCERE SONORA

681.841. : 534.85

Articolul trece în revistă cauzele care provoacă fenomenul de „miorlăituri" precum şi metodele de măsurare, avînd în vedere, în special, înregistrarea magnetică.

Inregistrîndu-se pe bandă un semnal de frecvenţă constantă, se observă la reproducere, că frecvenţa lui variază. Se disting trei genuri de variaţii ale frecvenţei: o variaţie aperiodică şi două periodice. Una dintre aceste variaţii periodice are perioada de un Hz şi dă naştere miorlăiturilor. Inafară de frecvenţă, miorlăiturile se caracterizează şi prin amplitudinea de modulaţie. Fenomenul se analizează considerînd că avem de-a face cu o undă modulată în frecvenţă, unde $\Delta f = (1-3)$ Hz este deviaţia de frecvenţă şi f frecvenţa purtătoare (semnalul transmis).

Pentru a măsura miorlăiturile, se înregistrează pe suportul sonor o frecvenţă pură de amplitudine constantă şi se măsoară cu frecvenţmetre speciale, micile diferenţe.

Articolul descrie una din metodele de măsurare. Proprietăţile mecanice ale benzii — în special elasticitatea — influenţează serios calitatea înregistrării; articolul dă o metodă pentru măsura caracteristicilor dinamice ale benzii magnetice.

Se caută apoi să se determine prin măsuri subiective, limitele de percepere ale miorlăiturilor în reproducerea muzicii. (Din *„L'Onde Electrique"*, nr. 334, ianuarie 1955; ing. *C. G. Sacerdote* şi ing. *Caciotti*)

M. B.

UN APARAT DE MASURĂ A „MIORLĂITULUI" ŞI „FÎŞÎITULUI"

682.841.2. : 534.85.07

„Miorlăitul" şi „fîşîitul" sînt termeni folosiţi pentru anumite deviaţii de frecvenţă periodice sau neperiodice care intervin în înregistrările sonore pe disc sau bandă magnetică.

Scopul măsurătorilor este de a verifica performanţa echipamentului de înregistrări şi eventual a diagnostica defectele. Aparatul este similar cu un receptor pentru modulaţie de frecvenţă, cu deosebirea că aici purtătoarea este de 3 kHz iar deviaţiile sînt extrem de mici.

(Din *„Wireless World"*, noiembrie, 1955, *O. E. Dzierzynski*).

I. L.

Maşini electrice

SERII NOI DE MOTOARE A S E A

621.313.13.002.6 (485)

Autorul examinează două serii vechi de motoare, datînd din 1920 şi 1930 studiate după metode de fabricaţie şi bobinaj care erau în uz în acel timp şi expune remanierea lor care constă în modificarea carcaselor — utilizarea materialelor active fiind bune — astfel încît turnarea lor să poată fi adaptată la turnătoria ASEA, astăzi mecanizată.

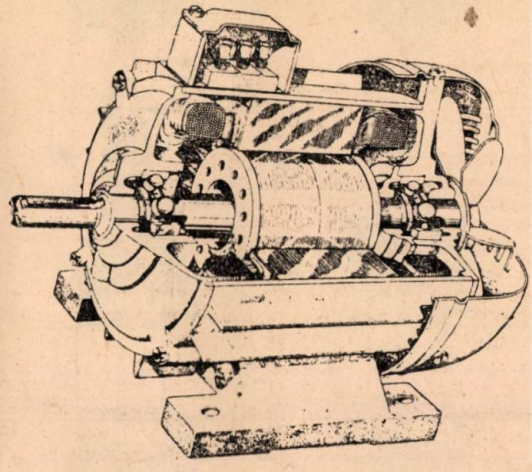


Fig. 1

După consideraţii asupra felului de ventilaţie şi avantajul motoarelor de tip închis cu ventilaţie exterioară — ca protecţie — autorul arată că pentru motoare mici cu puteri de 0,2—5 CP 1 500 rot/min costul tipului pentru ventilaţie

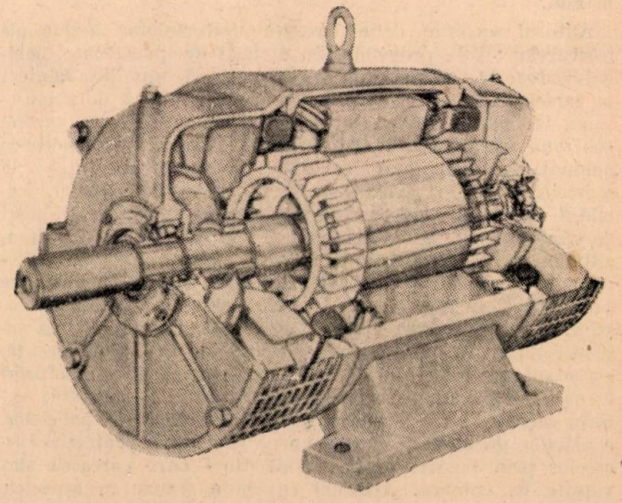


Fig. 2

interioară şi exterioară fiind acelaşi, s-a decis să se fabrice numai tipul închis; pentru motoare mai mari de 10 CP se fabrică ambele tipuri de maşini (fig. 1 şi 2). Căutînd să normalizeze dimensiunile (cotele găurilor de fixare, înălţime pînă la ax şi distanţa de la capătul axului la găurile de fixare) care au făcut obiectul numeroaselor discuţii ale Comisiei

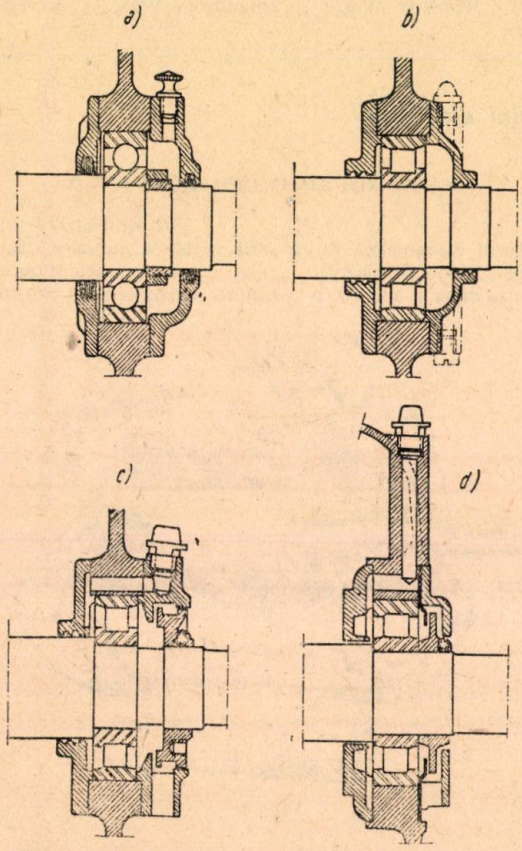


Fig. 3

Electrotehnice Internaţionale însă fără rezultat, ASEA a adoptat normele NEMA (americane) cu cotele convertite în mm.

Autorul expune detalii asupra materialelor active ale motoarelor: tole provenite din oţelării de specialitate, bobinajul statoric, cu pas întreg, conductorul emailat, fabricat în uzinele ASEA, cu un email modern pe bază de polyurethan, izolaţia electrică şi protecţia mecanică — în ancoşă, controlul izolantului la îmbătrînire şi vibraţii, pe modele de bobinaj. In continuare, se arată că barele rotorului — în scurtcircuit — sînt izolate printr-un procedeu special, izolantul rezistînd la temperaturi înalte şi la fluctuaţii mari de temperatură. După consideraţii asupra amplasării dispozitivului de scurtcircuitare, autorul expune evoluţia palierelor cu rulmenţi, în ce priveşte ungerea (fig. 3) pentru care s-a adaptat, în mod normal, pentru seriile actuale ale motoarelor, supape noi de ungere. Observînd că schimbarea vaselinei se face în condiţii mai bune cînd motorul funcţionează, s-a adaptat o construcţie adecvată. Datorită unor modificări în construcţie, lungimea palierului a putut fi scurtată. Autorul încheie cu o expunere asupra: etanşeităţii palierelor, a plăcilor de steatită pentru borne şi asupra protecţiei carcaselor prin lacuri contra ruginii după care carcasele sînt vopsite în culoare. Articolul cuprinde figuri cu aspectele diverselor tipuri de motoare şi unele vederi ale standurilor pentru încercarea motoarelor.

(Din *ASEA Revue*, nr. 1, pag. 7/1956, *Hedstrom Hans*).

M.P.

COMUTAŢIA MAŞINILOR ELECTRICE DE CURENT TRIFAZAT CU INFĂŞURĂRI DE AMORTIZARE

621.313.36.045.7 :621.3.013.4 :621.3.014.2

Problema comutaţie la maşinile electrice de curent alternativ trifazat este cu mult mai dificilă decît la maşinile de curent continuu, la care aceasta se rezolvă relativ simplu cu ajutorul polilor de comutaţie.

In introducere se arată, pe scurt, diferitele metode de a se îmbunătăţi comutaţia la aceste maşini. De o importanţă deosebită sînt înfăşurările multiple paralele prevăzute cu o înfăşurare de amortizare, care face obiectul articolului.

Infăşurarea de amortizare este legată în paralel cu înfăşurarea principală şi este astfel dimensionată încît să consume întreaga energie electromagnetică eliberată în timpul comutaţiei.

Se dezvoltă teoria acestei înfăşurări cu ajutorul căreia este posibil se se găsească creşterea pierderilor ohmice în timpul comutaţiei precum şi energia electromagnetică eliberată. La o comutaţie corectă trebuie ca această creştere să fie mai mare decît energia electromagnetică.

In încheiere se dă un exemplu din care se poate vedea mersul calculului. Pierderile prin comutaţie rezultă ca o funcţie de turaţia maşinii, ele scăzînd pe măsura creşterii vitezei de rotaţie. Se arată că se poate întîmpla ca pierderile să fie insuficiente pentru a se asigura o bună comutaţie.

(Din *E* und *M*, anul 72, caiet 19, octombrie 1955. Prof. dr. ing. *J. Kucera*).

N. K.

Transformatori electrici

STADIUL ACTUAL AL DEZVOLTĂRII CONSTRUCŢIEI TRANSFORMATORILOR DE TENSIUNE MIJLOCIE ŞI DE DISTRIBUŢIE

621.314.2

Prin studiile şi lucrările din ultimii ani cu privire la transformatori s-a căutat să se mărească siguranţa, să se prelungească durata lor de funcţionare şi în acelaşi timp să se micşoreze pierderile electrice şi cheltuielile de producţie.

Articolul începe cu un studiu asupra utilizării tablei laminate la rece cu direcţia magnetică preferată pentru confecţionarea miezurilor transformatorilor. Prin folosirea acesteia se reduc pierderile în fier cu circa 1/3.

In continuare, se consideră problema rezistenţei transformatorilor în raport cu tensiunea şi faţă de scurtcircuite, apoi se examinează transformatorii cu comutaţie în trepte precum şi problema îmbătrînirii materialelor izolante solide şi lichide. O atenţie deosebită este acordată zgomotelor produse de transformatori.

De asemenea se descriu o serie de tipuri constructive de transformatori de tensiune mijlocie şi transformatori de distribuţie.

In exploatările industriale, în special în industria chimică şi rafinării, precum şi în teatre sau localuri unde există pericol de incendiu se folosesc astăzi transformatori umpluţi cu lichide izolante neinflamabile.

Siguranţa exploatării justifică, în multe cazuri, costul mult mai ridicat al acestora, cu atît mai mult cu cît el este în oarecare măsură compensat de faptul că nu mai sînt necesare instalaţiile de protecţie contra incendiului.

In sfîrşit, transformatorii uscaţi, cu puteri pînă la cîteva sute de kVA, s-au dezvoltat mult în ultimii ani prin introducerea izolaţiei cu fire de sticlă, care permite temperaturi pînă la 180°C în regim de durată. Prin impregnarea izolaţiei aceasta devine neinflamabilă, iar transformatorii respectivi pot fi folosiţi în încăperi umede precum şi la tensiuni mari.

(Din *ETZ-A*, vol. 76, caiet 18, septembrie 1955, pag. 672, *Karl Hurrle* şi *Hans Ibler*)

N. K.

NOI ÎNFĂŞURĂRI PENTRU TRANSFORMATORII DE PUTERE MIJLOCIE ŞI MARE

621.314.21.045 : 621.316.94

O dată cu progresele generale în domeniul transformatorilor s-au dezvoltat şi noi tipuri de înfăşurări care trebuie să corespundă din punct de vedere mecanic şi electric unor supratensiuni ridicate şi unei siguranţe mărite la scurtcircuite. Necesitatea de a găsi înfăşurări noi, cu calităţi superioare, este de cea mai mare importanţă, în special la tensiuni înalte şi la puteri mari.

Articolul tratează numai despre înfăşurările concentrice continue iar pentru claritate este împărţit în patru capitole.

Primul capitol tratează despre înfăşurările de joasă tensiune, arătînd că înfăşurările paralele prezintă dezavantaje înlăturate în parte de înfăşurările în elice. Se descrie un nou sistem de înfăşurare în elice — mult mai uşor de realizat în practica industrială — care prezintă o serie de avantaje însemnate ca : pierderi reduse, omogeneitate etc.

Capitolul al doilea tratează despre înfăşurările de tensiune mijlocie. Înfăşurarea alternată cu conductori paraleli — descrisă în acest capitol — prezintă aceleaşi avantaje cu cea din capitolul precedent.

In capitolul al treilea — înfăşurări de înaltă tensiune — se arată principiul unei înfăşurări alternate, realizată numai din interior spre exterior.

In sfîrşit, ultimul capitol se ocupă de înfăşurările speciale folosite ca protecţie contra undelor parazite, care se bazează pe principiul de a varia automat capacitatea prin cuplajul adecvat al straturilor înfăşurării.

(Din *E und M*, anul 72, caiet 19, octombrie 1955, *Dr. Julius Muller*). **N. K.**

UN COMPARATOR ELECTRONIC PENTRU ÎNCERCAREA TRANSFORMATORILOR DE MĂSURĂ

621.314.222.3.001.4 : 621.314.224.8.001.4

Se descrie un nou tip de comparator electronic pentru încercarea transformatorilor de măsură, comparator care se bazează pe un principiu analog cu cel utilizat la comparatorii cu redresori mecanici comandaţi, redresarea în acest caz fiind însă realizată electronic cu circuite care asigură în cel mai mare grad liniaritatea.

Este arătat detaliat principiul de funcţionare cît şi modul de utilizare al comparatorului atît pentru reductorii de tensiune (TV) cît şi pentru cei de intensitate (TA) conform schemei simplificate din fig. 1, o tensiune auxiliară v_a de aceeaşi frecvenţă cu tensiunea de alimentare a transformatorilor de tensiune ($T \cdot V_e$ fiind reductorul de tensiune ale cărui erori sînt cunoscute, iar TV_x acela căruia trebuie să i se determine erorile) este aplicată unui regulator de fază VF după care trece printr-un circuit R care furnizează o tensiune de formă rectangulară, de amplitudine constantă oricare ar fi valoarea tensiunii v_a. Cu ajutorul circuitului S tensiunea rectangulară v_R se însumează cu tensiunea erorii v_e multiplicată cu un factor K reglabil. Tensiunea sumă $v_R + Kv_e$ este redresată în redresorul cu o semiundă (RD) şi tensiunea v_u este aplicată voltmetrului de curent continuu V care măsoară valoarea $\Delta V = K \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_e \cos\theta$, în care θ este unghiul dintre tensiunea eroare şi fundamentala tensiunii rectangulare. Realizînd un circuit în punte, astfel ca să fie compensată valoarea medie a tensiunii rectangulare, indicaţiile voltmetrului vor fi proporţionale cu $V_e \cos\theta$. Prin varierea unghiului θ se poate citi direct pe voltmetrul etalonat în consecinţă eroarea de raport în % şi rotind faza tensiunii rectangulare cu $\frac{\pi}{2}$ se poate citi eroarea de unghi.

In continuare sînt descrise în amănunt toate părţile componente ale comparatorului TV şi este dată o schemă detaliată.

Incercarea transformatorilor de intensitate TA se execută cu ajutorul unui circuit diferenţial clasic, în care curentul diferenţă provoacă o scădere de tensiune într-o rezistenţă suficient de mică, cădere de tensiune care se raportează la ordinul de mărime al erorilor transformatorilor de tensiune TV printr-un amplificator de precizie cu reacţie negativă.

Sînt redate în continuare experienţele efectuate pentru a confrunta rezultatele date de comparatorul electronic cu-

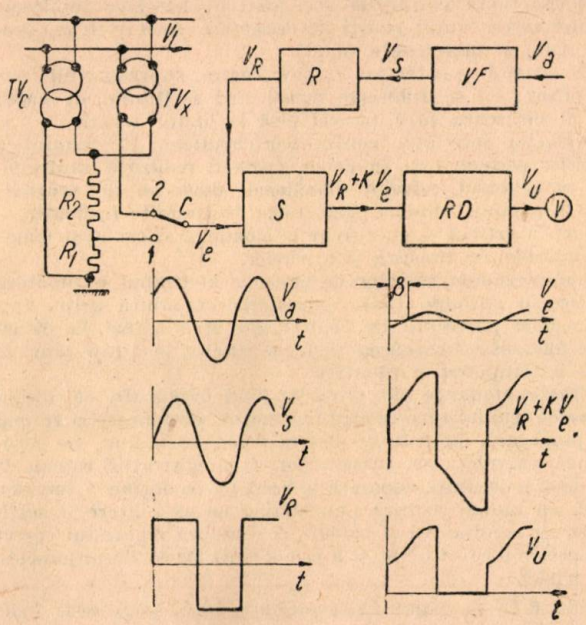


Fig. 1

cele date de comparatorii existenţi. Singurul inconvenient — eroarea datorită armonicelor de curent sau tensiune-poate fi îndepărtat cu uşurinţă utilizînd un simplu filtru după cum este arătat în schema completă a comparatorului.

(Din *L'elecltrotecnica*, *to.* XLII, nr. 9/1955, *Mario Picchi*). **D.P.**

Linii electrice

CALCULUL MECANIC AL LINIILOR ELECTRICE

621.315.1.001.24

Se dă o metodă pentru calculul expeditiv al săgeţilor şi a parametrilor de stare a conductorilor cu puncte de sprijin denivelate. Curba catenară se reduce prin anumite artificii de calcul la o curbă echivalentă cu puncte de sprijin pe acelaşi nivel. Se calculează şi influenţa modificării parametrilor de stare dîndu-se diagrame care permit un calcul rapid al tuturor datelor necesare pentru proiectare şi montare.

(Din „*Elettrotecnica*" 42 (nov. 1955), nr. 11, *Musio G.*) **A. A.**

PROTECŢIA PRIN RELEE ÎN REŢELE DE TENSIUNE MIJLOCIE

621.316.925

Reţelele radiale de tensiune mijlocie — pînă la 30 kV — pot fi protejate şi azi în mod eficace contra scurtcircuitelor de putere mică sau mijlocie, cu ajutorul releelor primare, al căror curent nominal trebuie să fie de minimum 20 A. Dacă în scopuri de măsură derivaţiile sînt prevăzute cu reductori, este preferabil folosirea releelor secundare independente maximale temporizate, care au o mai mare precizie, permiţînd astfel timpi de eşalonare mai scurţi.

Pentru linii paralele alimentate la un capăt sau pentru reţele inelare, protecţia selectivă contra punerilor la pămînt se realizează cu relee direcţionale maximale temporizate. In cazul unui mare număr de substaţii, timpul de declanşare al releelor staţiei de alimentare devine destul de mare, astfel încît este necesară folosirea releelor rapide de distanţă.

Protecţia contra scurtcircuitelor la pămînt — simple sau duble — în linii alimentate la ambele capete sau în reţele buclate, se realizează astăzi în bune condiţii cu ajutorul releelor rapide de distanţă, în diferite execuţii. Acestea îndeplinesc toate condiţiile unei protecţii selective moderne, printre care: timpi scurţi de declanşare, selectivitate, spaţiu redus şi întreţinere simplă.

In general, protecţia termică contra suprasarcinii este de prisos; ea se foloseşte numai cînd secţiunile de cablu pot fi încărcate fără pericol pînă la limita termică.

Protecţia selectivă contra scurtcircuitelor la pămînt a reţelelor aeriene sau în cablu, poate fi realizată mulţumitor cu ajutorul releelor direcţionale moderne de scurtcircuit la pămînt, cînd se ţine seama de anumite indicaţii — expuse în articol — cu privire la montarea şi reglajul transformatorilor de măsură şi a releelor.

Supravegherea releelor de protecţie în timpul exploatării se face în aproape toate exploatările cu multă grije. Instrumentele portabile de control care stau astăzi la dispoziţie înlesnesc încercarea sigură a releelor în timp scurt şi fără întreruperea exploatării.

Releele moderne de protecţie fiind prevăzute cu dispozitive de semnalizare pentru funcţionare, declanşare şi timpul de propagare, permit analizarea deranjamentelor. Se recomandă completarea instalaţiilor cu înregistratori rapizi de tensiune şi de timp, deoarece în acest fel se obţine o imagine clară nu numai asupra parametrilor de exploatere a secţiunilor de conductori şi cabluri, ci şi asupra reglajului corect al releelor de protecţie şi a comportării lor la deranjamente ale reţelei.

(Din *ETZ-A*, caiet 18, septembrie 1955, pag. 644, *Fritz Paraschal*).

N. K.

STILPI PENTRU REŢELE DE TENSIUNE MIJLOCIIE

621.315.66

In articol se face o trecere în revistă asupra dezvoltării liniilor de tensiune mijlocie în ultimele decenii. Acestea sînt folosite pentru distribuţia energiei electrice în anumite sectoare şi acoperă numai distanţe relativ scurte. Secţiunea conductorilor liniilor respective este limitată la 50 mm² în cazul folosirii cuprului şi 95—120 mm² în cazul conductorilor de oţel-aluminiu, astfel încît dezvoltarea formelor de execuţie a ajuns astăzi la un stadiu final bine determinat.

Liniile de transport construite astăzi, trebuie să poată fi folosite timp mai îndelungat decît cele ce se construiau la începuturile electrificărilor rurale şi care nu aveau capacităţi suficiente de transport. Din acest motiv, cei ce exploatează reţelele de tensiune mijlocie au tendinţa de a alege pentru stîlpi materiale care să asigure o durată îndelungată a instalaţiei fără să necesite o întreţinere costisitoare.

In articol se descriu, pe larg, stîlpii de lemn, de beton armat şi cei din tuburi de oţel, precum şi accesoriile lor, dîndu-se indicaţii asupra alegerii şi dimensionării lor.

(Din *ETZ-A*, caietul 18, 11 sept. 1955, pag. 650, *Gunther Weidler*).

N. K.

Intrerupători. Relee

DEZVOLTAREA INTRERUPATORILOR ŞI RELEELOR TUBULARE

621.316.57 : 621.318.5

Dat fiind faptul că întrerupătorii şi releele se utilizează într-un număr foarte mare în instalaţiile telefonice, toate cercetările relative la costul şi dimensiunile acestora sînt foarte importante, In articol se prezintă un nou tip de întrerupători realizaţi în laboratoarele Bell. In esenţă întrerupătorul tubular sau „trestie" cum este numit, se prezintă ca în fig. 1. El constă din două benzi din material magnetic, la care extremităţile se suprapun fără a fi în contact. In momentul în care prin bobină se trimite un curent, lamelele se magnetizează şi se închide contactul. Intreaga structură este susţinută într-un tub de sticlă care asigură atît rigiditatea sistemului cît şi buna izolaţie între extremităţi. Datorită faptului că masele în mişcare sînt mici, timpul de acţionare este redus. Sistemul prezintă avantajul că sînt unificate într-un acelaşi sistem atît contactul cît şi circuitul magnetic. Faptul că întreg sistemul se află într-un tub ermetic închis, face ca acest releu să fie protejat faţă de atmosferele corozive şi cu praf. Dimensiunile unui astfel de releu sînt aproximativ egale cu cele ale unui chibrit.

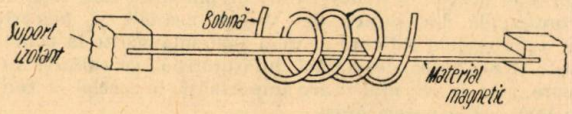


Fig. 1

S-au realizat după acest principiu diferite tipuri de relee, printre care şi relee polarizate, grupuri de relee pentru memorie digitală etc. Simplitatea noilor produse asigură atît un cost redus, cît şi dimensiuni reduse, astfel încît este probabil o răspîndire rapidă a lor.

(Din „*The Bell System Technical Journal*" v. XXXIV, 1955 : *Hoovgard O. M.* şi *Perreault G. E.*)

E. N.

DISJUNCTORI ŞI INSTALAŢII DE CONEXIUNE PENTRU REŢELE DE DISTRIBUŢIE DE TENSIUNE MIJLOCIE

621.316.542 : 621.311.47

Dezvoltarea reţelelor de distribuţie a condus la un progres continuu al disjunctorilor şi a instalaţiilor de conexiune, unul dintre efecte fiind, în ultimii ani, mărirea puterii de rupere a disjunctorilor.

După o serie de generalităţi cu privire la diferite tipuri de disjunctori, se trece la examinarea progreselor realizate în construcţia disjunctorilor cu ulei puţin şi a celor cu aer comprimat, arătînd modul lor de construcţie şi descriind camerele de stingere respective. Printre calităţile uzuale care se cer disjunctorilor se numără timpii scurţi de declanşare şi citeodată posibilitatea de a se conecta baterii de condensatori.

In unele ţări disjunctorii cu ulei mult ocupă încă un loc însemnat, datorită numeroaselor instalaţii în aer liber. Totodată se răspîndesc disjunctorii cu suflare magnetică a arcului, folosiţi în instalaţiile interioare de puteri mijlocii.

In continuare se tratează despre instalaţiile de conexiune arătînd măsurile necesare pentru limitarea curenţilor de scurtcircuit, precum şi modul de construcţie al acestor instalaţii.

In staţiile mici se preferă din ce în ce mai mult instalaţiile capsulate în tablă de oţel în locul construcţiilor zidite, în timp ce în instalaţiile mijlocii construcţia deschisă are încă o importanţă mare şi se dezvoltă în continuare.

Instalaţiile de conexiune capsulate, care necesită un spaţiu mic, prezintă o siguranţă absolută contra atingerilor accidentale şi contra prafului şi permit construirea lor economică din elemente prefabricate.

In încheiere se face un studiu comparativ între costul instalaţiilor deschise şi cele capsulate. In general, costul instalaţiilor creşte foarte puţin în funcţie de creşterea tensiunii însă acestea se scumpesc considerabil în funcţie de creşterea puterii de rupere.

(Din *ETZ-A*, vol. 76, caiet 18, septembrie 1955, pag. 664, *Botho Fleck* şi *Erwin Mass*)

N. K.

Tracţiune electrică

PROGRESE IN CONSTRUCŢIA APARATAJULUI DE COMANDA A TRAMVAIELOR

621.337 : 625.62 (09)

Prin evoluţia vagoanelor de tramvai de la cele cu două axe cu viteza de circa 50 km/h şi putere orară de maximum

150 kW, spre vagoane cu patru axe pentru viteze de 60 km/h şi puteri orare de 240 kW, s-a ivit necesitatea unei revizuiri a condiţiilor de comandă şi frînare.

A rezultat că aparatajul modern de comandă a tramvaielor trebuie să îndeplinească următoarele condiţii :

1. Puterea de comutaţie mărită, necesară în prezent, să fie realizată într-o formă constructivă de gabarite reduse.

2. Aparatele de comandă să poată fi comandate comod de conducător în poziţie şezîndă, cu ajutorul unei manivele sau a unei pedale de comandă. Dacă se menţine manivela de comandă, se va căuta a se reduce braţul ei. Totodată se va reduce puterea necesară pentru comanda manuală, pentru a da posibilitatea conducătorului să aibă toată atenţia asupra circulaţiei.

3. Calităţi tehnice deosebite pentru a prelungi durata de viaţă a părţilor componente, electrice şi mecanice.

Ca urmare la cele de mai sus sînt redate în articol, construcţii şi forme de execuţie pentru a putea satisface condiţiile cerute.

(Din *A. E. G. Mitteilungen*, nr. 9/10, 1955, *Gerhard Wunsche*).

W. L.

Aplicaţii speciale ale electricităţii

ECHIPAMENTE ELECTRICE ALE MAŞINILOR-UNELTE SPECIALE, DE MARE PRODUCTIVITATE

621.34 : 621.9

Necesitatea de a reduce preţul de cost determină folosirea maşinilor din ce în ce mai rapide şi mai economice. Din acest motiv maşinile-unelte pentru prelucrarea metalelor trebuie să fie capabile de viteze mai mari de tăiere şi formare şi să permită totodată prelucrarea simultană sau succesivă a pieselor cu ajutorul diverselor scule montate pe mai multe port-scule, fără a fi necesară intervenţia muncitorului. Rezolvarea acestor probleme se poate face numai pe cale electrică.

După ce se dezvoltă problema antrenării cu cuplu constant a maşinilor — ceea ce implică variaţia turaţiei în funcţie de diametrul şi materialul piesei de prelucrat — se arată că la maşinile mici se preferă antrenarea sub putere constantă mai simplă şi mai ieftină, folosind cuplajele electro-magnetice pentru a se reduce timpi morţi.

In continuare se examinează dispozitivele de comandă cu cartele perforate care permit cele mai variate combinaţii în prelucrarea pieselor, precum şi problema reducerii la minimum a timpilor auxiliari şi a timpilor morţi. Această ultimă problemă se rezolvă, în general, prin folosirea ciclurilor închise de lucru şi prin suprapunerea timpilor de încărcare şi de descărcare peste timpii principali, totul bazîndu-se pe comenzi electrice automate.

Unităţi speciale de avans, comandate electric, permit schimbarea instantanee a avansului de lucru şi a mersului rapid, iar unităţi separate de prelucrare acţionează succesiv asupra unor piese montate pe o masă circulară, sau formează linii tehnologice automate.

Calitatea produselor este controlată permanent în timpul prelucrării cu ajutorul unor tastere, care în funcţie de dimensionarea piesei, comandă vitezele de lucru, avansurile sau schimbarea sculelor.

In încheiere, se arată că pentru a se evita defectarea instalaţiilor complicate de comandă automată — situate uneori la distanţă — se iau măsuri speciale la construcţia tablourilor de comandă şi la aşezarea conductorilor de legătură.

(Din *ETZ-B*, vol. 7, caiet 9, 21 sept. 1955, pag. 313, *Wolfgang Knobloch*).

N. K.

REGLAJUL LINIILOR DE LAMINARE

621.316.718 : 621.944.145

Liniile moderne continue de laminare — datorită costului lor ridicat — trebuie să se poată adapta diferitelor lucrări de laminare. Inafară de aceasta ele trebuie să lucreze economic şi să realizeze produse de calitate superioară. Din acest motiv este necesar un reglaj complet automat, la cele mai mari viteze de lucru.

După descrierea sumară a liniilor de laminare şi a modului de antrenare a diverselor elemente componente ale acestora se arată că reglajul turaţiei motoarelor — alimentate de redresori cu comandă pe grilă — se obţine cu precizie şi uşurinţă prin folosirea amplificatorilor magnetici construiţi în principiu în mod asemănător cu transformatorii. Reglajul trebuie să înlăture eventualele deranjamente, cum ar fi, spre exemplu, cele provocate de oscilaţiile de sarcină.

Urmează un studiu detaliat al schemelor uzuale de reglaj arătînd componenţa acestora, bazele lor teoretice precum şi modul de funcţionare al diverselor organe. Două oscilograme, reproduse în cadrul articolului, dau o imagine asupra felului cum acţionează reglajul fiecărui motor şi asupra succesiunii reglajelor în timp.

In încheiere se arată că reglajele individuale ale fiecărui motor trebuie să fie coordonate unele cu altele în aşa fel încît atunci cînd într-un loc apare o sarcină suplimentară, aceasta să fie limitată şi să nu afecteze celelalte elemente ale liniei de laminare.

(Din *ETZ-B*, vol. 7, caiet 9, 21 sept. 1955, pag. 317, *Joachim Wetzger*).

N. K.

PROBLEMA COPIERII IN TEHNICA MAŞINILOR UNELTE

921.916 : 921.941.24.52

Executarea precisă a unor piese, după anumite curbe în spaţiu bine determinate, constituie una din principalele probleme în tehnica automatizării comenzilor maşinilor-unelte.

Dispozitivele de copiat adaptate la maşini-unelte constituie părţi ale comenzilor maşinilor care deservesc circuite separate de reglaj în aşa fel încît să conducă scula ca să rezulte o piesă cu un profil determinat.

In practica industrială s-au introdus mai de mult, în primul rînd, dispozitive mecanice şi hidraulice de copiat. Primele au o putere mai mică şi un domeniu limitat de utilizare, cele din urmă au dat bune rezultate practice însă necesită o reţea hidraulică de alimentare. Ambele prezintă însă dezavantajul că stăpînesc comanda deplasării sculei numai după o singură direcţie, fie transversal, fie longitudinal. Dispozitivele electrice prezintă avantajul că pot comanda, independent sau simultan, mai multe direcţii de deplasare ale sculei sau mesei maşinii.

Dispozitivele eletrice folosesc tastere care urmăresc în mod automat forma unor şabloane, constituind elemente de măsură în circuitul de reglaj care comandă mişcarea în direcţia necesară. Condiţiile de lucru ale maşinii determină felul tasterelor şi modul lor de funcţionare.

In cadrul articolului sînt descrise tasterele electrice cele mai folosite în practică şi anume cele cu trei şi cele cu cinci poziţii, cele inductive etc. In continuare se descriu organele auxiliare de amplificare şi transpunere, arătîndu-se apoi că prin posibilitatea largă de combinare a acestora se obţin diferite soluţii. In acest fel, pentru o temă dată, soluţia optimă trebuie găsită prin colaborarea între constructorul maşinii şi specialiştii în echipamente.

Trebuie luat în considerare, mai departe, ca să nu se aleagă pentru dispozitivele de copiat soluţii prea avansate, care să nu poată fi îndeplinite, de maşina respectivă şi că o maşină prevăzută cu astfel de dipozitive este cu mult mai solicitată decît o maşină cu deservire manuală.

Trebuie dată o atenţie deosebită astfel încît construcţia maşinii şi precizia ei, pe de o parte şi viteza dispozitivului de copiat precum şi precizia acestuia, pe de altă parte, să corespundă întru totul scopului căruia sînt destinate acestea.

(Din *ETZ-B*, vol. 7, caiet 9, 21 sept. 1955, pag. 305, *Ott Heirnich Blaum*).

N. K.

Electronica

NOTE DIN AMERICA DE NORD

621.38 (09)

Se dau cîteva informaţii în legătură cu noile progrese ştiinţifice din domeniul electronicii. Se menţionează astfel întrebuinţarea medicală a ultrasunetelor, trimiţînd un fascicul subţire de sunete în corpul omenesc în porţiunea cercetată, semnalul ce se întoarce sub formă de ecou poate fi repartizat pe ecranul unui televizor. Forma caracteristicii care apare pe ecran depinde de felul ţesutului întîlnit; ţesuturile canceroase, tumorile benigne, chisturile etc. pot fi recunoscute după forma caracteristicii. Ultrasunetele se întrebuinţează cu succes şi în clinicile dentare. Un „burghiu" ultrasonic este utilizat pentru a roade sau a înlătura partea cariată a dintelui, înlăturînd astfel tratamentul mecanic dureros.

Printre aplicaţiile industriale ale ultrasunetelor se menţionează studierea curenţilor de apă pentru determinarea amplasamentului hidrocentralelor. O altă aplicaţie constă în determinarea rezistenţei mecanice a produselor fără a le deteriora.

Laboratoarele R. C. A. experimentează o cameră de luat imagini în culori cu un singur tub care înlocuieşte cele 3 tuburi utilizate în prezent pentru cele 3 culori primare.

S-a pus în funcţiune un sistem de transmitere a informaţiilor de radar prin liniile telefonice, de la o staţie de radar îndepărtată la un ecran de reprezentare central.

Laboratoarele Bell discută posibilitatea utilizării unui satelit artificial ca releu de televiziune. O bună recepţie peste ocean a programelor, necesită un satelit cu diametrul de 30 m, circulînd pe o orbită situată la circa 30 000 km depărtare de pămînt, şi care ar reflecta semnalele venite de la un continent spre celălalt.

Problema dificilă care se pune este orientarea convenabilă a suprafeţei reflectoare a satelitului. S-a propus instalarea pe satelit a unor instrumente pentru măsurarea luminii solare reflectate de pămînt. In felul acestea se va putea măsura acoperirea totală a pămîntului de nori şi deci prevedea schimbările de lungă perioadă ale climei.

(Din „*Electronic Engineering*", mai, 1955)

M. B.

KLISTRON REFLEX DE JOASĂ TENSIUNE, ACORDABIL PENTRU BANDA *50—60* kMHz

621.385.029.6

Proiectarea klistroanelor reflex pentru operaţie continuă în banda undelor milimetrice pune o serie de probleme specifice şi dificile, atît în ceea ce priveşte dimensiunile mici ale cavităţii cît şi în ceea ce priveşte factorul de calitate redus al acesteia. Trebuie menţionat că încă din 1948, J. R. Pierce a realizat klistronul 1464 XQ care lucra între 45 şi 48 kMHz, dar din acest tip s-au realizat numai un număr mic de exemplare. Experienţa acumulată atunci a dus la realizarea noului tip M 1805 care lucrează între 50 şi 60 kMHz şi care atunci cînd este alimentat cu 600 V livrează o putere între 15 şi 30 mW.

Dificultăţi importante au trebuit învinse dat fiind dimensiunile mici ale endovibratorului. Toleranţele mecanice sînt de ordinul a ± 3. Dat fiind faptul că factorul de calitate al endovibratorilor scade invers proporţional cu frecvenţa, în domeniul milimetric, Q are valori în jur de 4. Pentru a menţine această valoare este necesar ca pereţii endovibratorului să fie lipsiţi de tensiuni interne şi să fie perfect netezi, fiind prelucrat spre a se prezenta ca o oglindă.

Acordul klistronului se face mecanic. Noul tip realizat are numeroase aplicaţii, dintre care unele legate de telecomunicaţiile prin ghiduri de undă cu secţiune circulară.

(Din „*The Bell System Technical Journal*" v. XXXIX 1955 : *Reed E. D.*)

E. N.

TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP

621.314.7

Articolul prezintă un nou tip de tranzistor. Acesta este o structură conţinînd o cale de curent printr-un semiconductor, la care conductibilitatea este controlată de către un cîmp electric transvers. Se revede teoria anterioară a tranzistorilor şi se elaborează o teorie convenabilă pentru cazul studiat, cîmpul aplicat fiind mai mare decît cel critic, ţinîndu-se seama că mobilitatea sarcinilor depinde de cîmp. Se arată că în anumite condiţii, noile tipuri de tranzistori pot lucra pînă la 1 000 MHz. Ei pot fi utilizaţi de asemenea ca elemente de putere în domeniul frecvenţelor joase. Pot astfel fi utilizaţi în locul pentodelor convenţionale. La tipurile utilizînd siliconi, se realizează impedanţe de intrare mari şi zgomot de fond mic — ceea ce face ca noile tipuri create să prezinte interes pentru măsurările electrometrice.

Se dau detalii asupra fabricării şi performanţelor tranzistorilor cu efect de cîmp, lucrînd atît în domeniul mobilităţii constante, cît şi al mobilităţii depinzînd de cîmp. Se arată că datele experimentale sînt în bun acord cu prevederile teoretice. Unul din tipurile realizate lucrează la 50 MHz cu o pantă de 1,6 mA/V, fiind alimentat cu 40 V şi 40 mA.

Se dau de asemenea date asupra tehnicilor utilizate pentru măsurarea parametrilor şi performanţelor noului tip de tranzistor.

In primul apendice al articolului se calculează timpul de trecere al sarcinilor, iar în al doilea apendice se calculează frecvenţa maximă pe care poate oscila un astfel de tranzistor.

(Din „*The Bell System Technical Journal*" v. XXXIV, 1955 : *Dacey G. C.* şi *Ross I. M.*)

E. N.

Electrocomunicaţii

O CLASĂ DE ALFABETE DE SEMNALIZARE BINARE

621.394.14

Această lucrare poate fi inclusă în grupul de preocupări legate de teoria informaţiei. Se studiază alfabetele binare, utilizate în comunicaţiile pe canalele simetrice binare. Canalul poate accepta, fie simbolul 0, fie simbolul 1. Un 0 transmis este recepţionat ca un 0 cu o probabilitate q şi este recepţionat ca un 1 cu o probabilitate $p = 1 - q$; un 1 transmis este recepţionat ca un 1 cu o probabilitate q şi este recepţionat cu un 0 cu o probabilitate p. Zgomotul canalului acţionează independent asupra fiecărui simbol prezent în transmisie. Capacitatea canalului este $C = 1 + p \log_2 p + q \log_2 q$ bit/simbol.

Unul din lucrurile interesante pe care le introduce acest articol este faptul că utilizează teoria grupurilor pentru studierea problemelor de teoria informaţiei. Pînă acum teoria grupurilor fusese un capitol al matematicilor neutilizat în telecomunicaţii şi cu puţine aplicaţii chiar în cadrul fizicii. Se puteau menţiona doar aplicaţii în cristalografie şi în teorie cuantelor. Iată însă că acum această teorie foarte abstractă intră în domeniul ingineresc.

Pentru a introduce teoria grupurilor este necesar a se defini o mulţime organizată printr-o operaţie de compunere. In cazul de faţă se consideră mulţimea secvenţelor binare cu n simboli. Totalitatea acestor secvenţe va avea 2^n elemente. De exemplu o secvenţă de 4 simboli binari este 0010. Prin produsul a două secvenţe binare de n simboli se înţelege secvenţa de n simboli la care elementul de rang j este $(a_j + b_j)$, a_j respectiv b_j fiind elementele de rang j din prima respectiv a doua secvenţă. Suma este înţeleasă, evident, modulo 2. Se poate vedea că această mulţime, organizată prin legea indicată, constituie un grup abelian.

Se arată că în anumite cazuri alfabetele studiate sînt optime.

Se presupune că autorul este familiarizat cu teoria grupurilor finite cu memoriile fundamentale ale lui Shannon şi Hamming.

(Din „*The Bell System Technical Journal*, v. XXXV, nr. 1, ianuarie, 1956, pag. 203, *D. Slepian*). E. N.

DEMODULAŢIA MAGNETICĂ

621.376.9 : 621.396.622.3

In ultimul timp s-a studiat şi s-a experimentat un nou tip de demodulator care, spre deosebire de cel clasic, nu foloseşte drept element neliniar o diodă ci un inel feromagnetic.

Intr-adevăr dacă reprezentăm o curbă de magnetizare cu axele inversate, se obţine o caracteristică care pe un domeniu destul de mare se aseamănă cu caracteristica unei diode.

In fig. 1 este prezentată o asemenea curbă împreună cu regimul de funcţionare la care se ajunge folosind montajul din fig. 2.

Precum se vede în fig 2 pe circuitul magnetic sînt bobinate două înfăşurări, dintre care una conduce curentul de înaltă

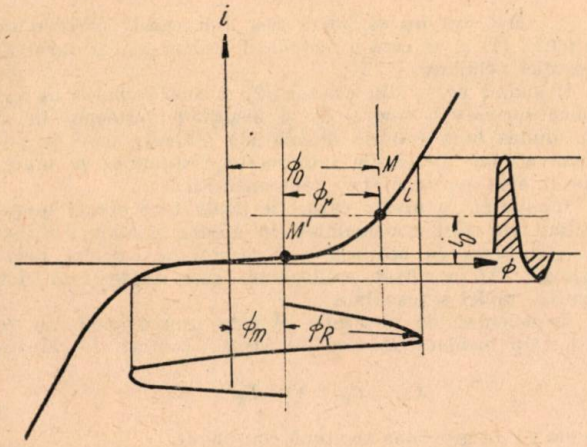


Fig. 1

frecvenţă generat de sursa e_h, iar cealaltă, creează un flux continuu care determină punctul iniţial de funcţionare M_i (ϕ_0, i_0).

In jurul acestui punct se aplică la început fluxul sinusoidal cu amplitudinea ϕ_h care corespunde curentului distorsionat de la dreapta fig. 1.

Datorită distorsionării curentului cu înfăşurarea de curent alternativ, apare şi o componentă de curent continuu a cărei

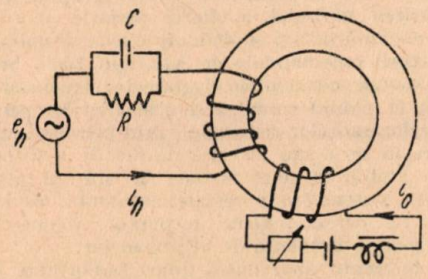


Fig. 2

valoare depinde de ϕ_h, deci de amplitudinea undei de înaltă frecvenţă şi care retrage punctul de funcţionare din M în M'. Bineînţeles dacă amplitudinea purtătoare variază punctul M' se va deplasa urmărind variaţia purtătoarei. Rezultă că dacă e_h este o tensiune modulată în amplitudine de-a lungul grupului RC se va dezvolta o tensiune care reproduce modulaţia undei e_h.

Incercările care s-au făcut au fost efectuate cu purtătoare de frecvenţe nu prea mari. Se poate merge şi la frecvenţe mai mari folosind drept material feromagnetic feritele. Acestea au însă dezavantajul unei permeabilităţi maxime mai mici şi un cot mai puţin întrebuinţat.

Dintre dezavantajele noului sistem cel mai important este necesitatea de a ajusta în mod continuu punctul iniţial de funcţionare atunci cînd se lucrează cu grade mari de modulaţie, condiţie fără care nu se poate obţine o ieşire fără distorsiuni.

Măsura în care noul demodulator va face sau nu concurenţă diodei, depinde de evoluţia viitoare a feritelor. Este însă interesant de subliniat faptul că un demodulator magnetic ideal poate avea avantaje asupra unui demodulator ideal cu diodă.

(Din „*Wireless Engineer*", martie, 1955, vol. 32 nr. 3 *G. W. O. Howe*) **M. B.**

Iluminat

INVERTOR CU JET DE MERCUR ROTATIV PENTRU ILUMINAREA TRENURILOR CU LUMINOFORI

628.972.037 : 625.2 :621.314.57

Luminozitatea net superioară a luminoforilor alimentaţi cu curent alternativ, faţă de lămpile cu incandescenţă, oferă avantaje apreciabile pentru iluminarea vagoanelor de cale ferată.

Cu turbo-invertorul (invertor cu jet de mercur rotativ în atmosferă de gaz protector) este posibilă transformarea cu un randament de 85—95% a tensiunii continue de 24 V — 110 V, în tensiune alternativă de 220 V pentru alimentarea luminoforilor.

După mai mulţi ani de exploatare cu rezultate favorabile, aparatul şi-a confirmat siguranţa de funcţionare în toate condiţiile de încărcare, foarte variate.

In articol sînt tratate diferite aspecte ale turbo-invertorului ca : montajele pentru alimentarea luminoforilor, curbele de tensiune, filtrul armonicelor superioare, diagrama vectorială, factorul de putere, date asupra dimensionării circuitelor de filtraj, curbe caracteristice, oscilograme, dispozitive pentru deparazitare radiofonică în cazul alimentărilor instalaţiilor electro-acustice.

In încheiere, articolul remarcă marele avantaj al invertorului, de a putea suporta scurtcircuite masive (pînă la 2 000 A) la un curent nominal de 75 A, fără a suferi deteriorări.

(Din *A. E. G. Mitteilungen*, nr. 9/10, 1955, *Hellmuth Böhm*). **W. L.**

Maşini de calcul

NOUA APARATURĂ ELECTRONICĂ PENTRU MODELĂRI A INSTITUTULUI DE AUTOMATICĂ ŞI TELEMECANICĂ AL ACADEMIEI DE ŞTIINŢE A U.R.S.S.

681.142—82

Studiul sistemelor neliniare din automatică pune din ce în ce mai mult problema folosirii aparaturii de modelare, atît pentru rezolvarea ecuaţiilor acestor sisteme cît şi pentru studiul caracteristicilor lor dinamice. Aparatele existente au însă o serie de defecte : dimensiuni mari, consumă mult, sînt nesigure şi incomode în exploatare.

In articol se fac consideraţii asupra realizării de noi elemente de calcul liniare şi neliniare.

Ca elemente liniare în noua aparatură EMU-5 se folosesc două tipuri de amplificatori electronici de curent continuu cu coeficient de amplificare mare şi cu intensă reacţie negativă, cu stabilizare automată a punctului de zero şi cu compensaţie prin triode.

Pentru studiul sistemelor neliniare ale reglării automate se consideră neraţional a se construi un element de transformare funcţională universal pentru reproducerea tuturor felurilor de neliniarităţi ; se recomandă, pentru simplificarea schemei şi a calculului, elemente cu diode, în care un electrod al diodei se află întotdeauna legat la amplificatorul de calcul prin rezistenţe.

In articol se dau ca exemplu schemele de compunere a acestor tipuri de elemente pentru reproducerea funcţiilor $I_x = -10^{-4} E_x^2$ şi $E_z = \frac{1}{100} E_x E_y$ şi calculul elementelor

In continuare, se dau scurte caracteristici ale aparaturii EMU-5. Aparatura constă din partea liniară (destinată pentru rezolvarea ecuațiilor liniare pînă la gradul VI), blocul elementelor neliniare pentru rezolvarea ecuațiilor neliniare, blocul de alimentare și unele accesorii ca : elemente de transformare funcțională, elemente de întîrziere și altele pentru rezolvarea ecuațiilor cu coeficienți variabili. Interesante sînt sistemele de stabilizare a coeficienților de transfer care asigură o precizie de 0,1 % și schema de comandă a instalației de modelare.

In încheiere, se arată că rezultatele unui an de exploatare a aparaturii au fost complet satisfăcătoare.

(Din *Avtomatica i Telemehanica*, tom XVII, nr. 1/1956, *Gurov V. V., Kogan B. Ia, Talanțev A. D.* și *Trapezničov V.A.*).

E. M.

PROPUNERI PRIVIND STUDIUL PROBLEMEI INTERACȚIUNILOR IONOSFEREI CU AJUTORUL MAȘINILOR DE CALCULAT ANALOGICE

551.510.535.001.5 : 681.142

Din teoria interacțiunilor undelor electromagnetice cu ionosfera se pune problema determinării numărului de ciocniri ale electronilor cu particule materiale, din care rezultă coeficientul de absorbție a mediului ionizat. Acest număr (în prezența cîmpului) se stabilește din ecuația diferențială :

$$a\frac{d\nu}{dt} + \frac{aG}{2}(\nu^2 - \nu_0^2) = w(t) \qquad (1)$$

în care :

ν_0 — numărul de ciocniri în lipsa cîmpului electromagnetic ;

$w(t)$ — energia medie a cîmpului comunicată electronului pe parcursul liber (mică în raport cu energia cinetică medie) ;

G — pierderea medie de energie cinetică a electronului la fiecare ciocnire ;

a — coeficient de proporționalitate.

Integrala particulară în regim staționar se calculează ușor pentru un cîmp, constant : $w(t) = \text{const} = w_0$ și $\frac{d\nu}{dt} = 0$ rezultînd :

$$\nu_1 = \nu_0\sqrt{1 + \frac{w_0}{GT}} \qquad (2)$$

în care $T = \frac{1}{2}a\nu_0^2$ energia cinetică medie a agitație termice. *).

In cazul cînd cîmpul este modulat cu gradul $M < 1$ și cu frecvența $\frac{\omega}{2\pi}$:

$$w(t) = w_0\ (1 + M\ \sin\ \omega t)^2 \sim w_0 + 2Mw_0\ \sin\ \omega t. \qquad (3)$$

In acest caz nu se poate găsi o integrală particulară a ecuației (1) și se cere o metodă de calcul pentru rezolvarea ecuației neliniare.

Evaluînd pe ν_1 din ecuația (2) și considerînd $w \to w_0$ se pune succesiv $\nu = \nu_1 + \Delta\nu$ și neglijînd termenul în $\Delta\nu'$, se ajunge la o ecuație diferențială liniară, care se poate rezolva, dar aplicațiile interesante presupun pe w mare și pe M aproape de unitate (autoexcitație).

Integrarea în aceste cazuri se poate face numai numeric cerînd un efort considerabil. In această situație s-a recurs la rezolvarea cu ajutorul unei mașini de calculat prin analogie. Au rezultat oscilograma care evidențiază deformațiile undei sinusoidale.

Coeficientul de absorbție K este proporțional cu ν și un cîmp incident E_0 iese din stratul ionizat cu valoarea :

$$E_1 = E_0\ e^{-Ks} \sim E_0(1 - Ks)$$

unde s este grosimea stratului considerat.

Metoda de calcul aplicată a scurtat considerabil timpul pentru obținerea rezultatului.

(Din *„Elettrotecnica"* 42 (1955). *M. Carlevaro*)

A. A.

*) Bailey V. A. :.Phil. Mag. (1938) 26,425.

BIBLIOGRAFIE

H. CHESTNUT și R. W. MAYER : Servomecanisme și proiectarea sistemelor de reglare automată, vol. I. J, Wiley Sons. Inc., New York, 1955. 621—526

Lucrarea este scrisă pentru inginerii și studenții care se ocupă de reglarea automată, chiar dacă nu au cunoștințe speciale în acest domeniu și expune procedeele de calcul necesare pentru cea mai mare parte a operațiilor de proiectare a sistemelor liniare de reglare automată.

In cap. 1 sînt prezentate modul de funcționare al sistemelor de reglare automată în cazul general și cele două performanțe principale care li se cer — stabilitatea și precizia. Se expun apoi, în cap. 2—5 noțiunile matematice principale care intervin în sistemele de reglare — operațiile cu numere complexe și rezolvarea ecuațiilor diferențiale prin metodele clasice și cu ajutorul transformării Laplace. Aceste cunoștințe se aplică la stabilirea comportării unor elemente electrice și mecanice la semnalul sinusoidal. Problema stabilității este studiată (cap. 6) prin metoda rădăcinilor ecuației caracteristice, prin criteriul lui Routh și prin criteriul lui Nyquist, dîndu-se exemple asupra unor cazuri practice.

Un număr mare de elemente electrice, mecanice și hidraulice uzuale ale sistemelor de reglare sînt examinate (cap. 7) atît din punct de vedere al comportării lor fizice, cît și al reprezentării matematice cu ajutorul funcțiilor de transfer. Sînt studiate apoi, pe baza schemelor bloc, unele forme principale de sisteme de reglare automată, grupate în trei tipuri (cu urmărirea variației, a vitezei variației și a accelerației variației unei mărimi) și se definesc o serie de noțiuni conform nomenclaturii recomandate de AIEE în 1950. Se aplică pe larg, cu exemple, construirea diagramelor sistemelor de reglare automată în planul complex și utilizarea lor pentru ameliorarea performanțelor sistemului, prin introducerea de rețele corectoare în serie sau în calea de reacție a sistemului.

Pentru stabilirea unei metode de sinteză utilizabilă în proiectarea sistemelor de reglare automată, se introduc în cap. 11—12 caracteristicile în planul atenuare — fază și se dau exemple detaliate de utilizarea lor.

Sînt examinate apoi unele tipuri importante de sisteme de reglare automată cu mai multe bucle și cu mai multe intrări, în cazul comportării liniare a sistemelor, folosind metodele de analiză și de sinteză prezentate anterior.

Comportările sistemelor de reglare automată în regim staționar și în regim tranzitoriu sînt comparate în cap. 14 și se arată corelația între cele două regimuri și posibilitățile de a deduce comportarea în regimul staționar cunoscînd pe cel tranzitoriu.

Lucrarea cuprinde un număr mare de probleme tratînd cazurile mai frecvent întîlnite în practică și diagrame nedimensionabile ale unor elemente tipice, care pot fi utilizate direct în proiectare.

Ing. V. Constantinescu

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. și al Ministerului Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice * Redacția : București, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.57.28 și 3.07.30 *Administrația și casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin* Abonamentele se primesc la *sediul Redacției din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual ; Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual ; Prețul unui exemplar : lei 5.

XII-30

COMITET DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăsescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Andronescu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleţ,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**

E 2040

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TÂUSCH - СМЕНА

FR

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Műszaki Könyvtár BUDAPEST

6

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

Comunicat 245
Declarația consiliului executiv al Federației mondiale a oamenilor de știință, cu privire la producția și experiențele cu armele nucleare 246
I. Cotnăreanu: Utilizarea bateriilor de acumulatori în regim de șoc 247
E. Hoppe: Microstabilizatori de tensiune cu elemente de seleniu 251
A. Berman și *A. Roth*: Fizica și tehnica uscării cu radiații infraroșii a suprafețelor lăcuite 263
Edm. Nicolau: Asupra măsurării feritelor pentru miezuri de înaltă frecvență 272
H. Herșcovici: Aparat electronic pentru măsurători industriale de *p*H 277
DOCUMENTARE 281
CRONICĂ 287
BIBLIOGRAFIE 290

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Приказ 245
Декларахия испольнительного комитета всемирного. Союза ученных в связи с производством и испытанин ядерного оружия 246
И. Котнэряну: Использование акумуляторных батарей в ударном режиме 247
Э. Хопне: Микрорегуляторы напряжения со селеновым элементами 251
А. Берман и *А. Рот*: Физика и Техника сушения лакированных поверхностей инфрасными излучениями 263
Эдм. Николау: Об измерения ферритов . . 272
Х. Хершкович: Электроный пррбор промышленных измерений *p*H 277
ДОКУМЕНТАЦИЯ 281
ХРОНИКА 287
БИБЛИОГРАФИЯ 290

SOMMAIRE

Page

Communiqué 245
La déclaration du Conseil Exécutif de la Fédération Mondiale des Hommes de Science au sujet de la production et des expériences avec les armes nucléaires 246
I. Cotnăreanu: L'utilisation des batteries d'acumulateurs en régime de choc 247
E. Hoppe: Microstabilisateurs de tension à éléments de sélénium 251
A. Berman et A. Roth: La physique et la technique du séchage à l'aide de radiations infrarouges sur les superficies laquées . . . 263
Edm. Nicolau: Sur la mesure des férites pour noyaux à haute fréquence 272
H. Herscovici: Appareil électronique pour mesures industrielles de *p*H 277
DOCUMENTATION 281
CHRONIQUE 287
BIBLIOGRAPHIE 290

INHALT

Seite

Bericht 245
Die Erklärung des Vollzugrates der Weltföderation der Wissenschaftler über die Produktion und die Versuche der Atomwaffen . . 246
I. Cotnăreanu: Die Verwendung der Akkumulatorenbatterien bei Stosstrombetriebsbedingungen 247
E. Hoppe; Spannungs-Mikrostabilisatoren mit Selenelemente 251
A. Berman u. *A. Roth*: Die physikalischen Eigenheiten und die Technik des Trocknens der lackierten Flächen mit Hilfe von infraroten Strahlen 263
Edm. Nicolau: Über die Messung von Feritten für Hochfrecventzhüllen 272
H. Herșcovici: Elektronisches Gerät für industrielle *p*H-Messungen 277
DOKUMENTIERUNG 281
CHRONIK 287
BUCHBESPRECHUNG 290

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 6
IUNIE

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Mérésügyi Könyvtár TULAJDONA

COMUNICAT

Consiliul Central A. S. I. T. a hotărît convocarea Congresului al II-lea al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. în luna noiembrie a. c., cu următoarea ordine de zi:

1. *Darea de seamă a Consiliului Central A.S.I.T. asupra activităţii Asociaţiei.* (Raportor Acad. N. Profiri – preşedintele A. S. I. T.).

— *„Introducerea şi extinderea tehnicii noi în industria socialistă a R. P. R."* (Raportor prof. St. Bălan – membru corespondent al Academiei R.P.R., vicepreşedinte al A.S.I.T.).

– *„Organizarea ştiinţifică a producţiei în întreprinderile industriale din R.P.R."* (Raportor prof. C. Atanasiu – membru al Biroului Consiliului Central A.S.I.T.).

– *„Introducerea tehnicii noi şi organizarea ştiinţifică a producţiei agricole socialiste în R.P.R."* (Raportor acad. G. Ionescu-Siseşti şi prof. N. Giosan).

– *„Pregătirea şi folosirea cadrelor tehnico-inginereşti în R.P.R."* (Raportor acad. E. Carafoli – vicepreşedinte al A.S.I.T. şi prof. T. Tănăsescu – membru corespondent al Academiei R.P.R., vicepreşedinte al A.S.I.T.).

2. *Raport asupra statutului modificat al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor* (Raportor ing. O. Rusu – Prim Secretar al A.S.I.T.).

3. *Alegerea Consiliului Central A. S. I. T. şi a Comisiei de revizie.*

Lucrările Congresului se vor desfăşura în şedinţe plenare şi şedinţe pe secţii de specialitate.

DECLARAȚIA CONSILIULUI EXECUTIV AL FEDERAȚIEI MONDIALE A OAMENILOR DE ȘTIINȚĂ, CU PRIVIRE LA PRODUCȚIA ȘI EXPERIENȚELE CU ARMELE NUCLEARE

Intre 1 și 4 aprilie a.c. au avut loc la Pekin lucrările celei de a XVI-a sesiuni a Consiliului Executiv al Federației Mondiale a Oamenilor de Știință (F.M.O.S.).

Cu acest prilej, Consiliul Executiv a adoptat și a hotărît să dea publicității următoarea

DECLARAȚIE

Federația Mondială a Oamenilor de Știință împreună cu mai multe organizați și cu un număr de oameni de știință, dintre care unii de mare autoritate, a atras atenția în numeroase rînduri asupra pericolului pe care-l reprezintă producția continuă, stocarea și experiențele cu armele nucleare.

Federația socotește că acest pericol poate fi înlăturat numai prin încheierea pe baze largi a unei convenții între marile puteri, privind dezarmarea și scoaterea în afara legii a acestor arme.

De aceea, cea de a XVI-a reuniune a Consiliului Executiv al F.M.O.S. consideră binevenită continuarea discuțiilor în subcomitetul de dezarmare al Adunării Națiunilor Unite și face apel la toți participanții să facă un suprem efort pentru a ajunge la o înțelegere asupra punctelor în discuție. Astfel omenirea va fi scăpată de groaznica amenințare a exterminării în masă, care va continua să planeze asupra lumii pînă la realizarea unei asemenea înțelegeri.

Intre timp, mai multe țări continuă experiențele cu armele nucleare, în ciuda gravelor prejudicii cauzate de experiențele anterioare; în astfel de condiții acumularea elementelor radioactive în atmosferă sporește cu fiecare nouă explozie experimentală, fără să se țină seama că nu este încă cunoscută amploarea tulburărilor genetice de care ar putea suferi generațiile viitoare. Din aceste motive insistăm asupra necesității de a se încheia fără întîrziere o convenție internațională, menită să oprească orice noi experiențe cu armele atomice și termonucleare. Subliniem că interzicerea imediată a experiențelor cu armele nucleare poate fi realizată fără restricție, dat fiind că detectarea experiențelor cu astfel de arme nu prezintă dificultăți tehnice.

In fața acestei situații grave, apelăm la oamenii de știință din toate țările, să ridice cît mai hotărît glasul impotriva producției continue, a stocării și experiențelor cu aceste arme, astfel ca noile și marile surse de energie — cele nucleare — devenite utilizabile prin iscusința omenească, să poată fi întrebuințate exclusiv pentru scopuri pașnice, pentru a spori bogăția și fericirea întregii omeniri.

Utilizarea bateriilor de acumulatori în regim de şoc

Ing. I. COTNĂREANU

621.356

După ce se enumeră receptorii reţelei de curent continuu din uzinele electrice şi din staţiile de transformare, se arată că dispozitivele de anclanşare cu comandă electrică ale întrerupătorilor constituie categoria de receptori de mare intensitate pentru durate de timp foarte scurte. Aceşti receptori determină, în cele din urmă, mărimea bateriilor de acumulatori. Autorul a efectuat o serie de experienţe pentru a stabili caracteristicile de descărcare ale acumulatorilor, de fabricaţie indigenă, la regim de şoc. Rezultatele experienţelor efectuate sînt redate în diagrame. Datele obţinute se pot lua în consideraţie la proiectarea bateriilor de acumulatori pentru uzinele electrice şi staţii de transformare.

In uzinele electrice şi în staţiile de transformare este obligatorie existenţa unei instalaţii auxiliare de energie electrică, independentă de instalaţia principală a serviciilor auxiliare. Rolul acestei instalaţii este dublu :

— alimentarea iluminatului de siguranţă în caz de avarie ;

— alimentarea reţelei de protecţie şi comandă în curent continuu. Bateriile de acumulatori constituie soluţia universal adoptată pentru această instalaţie auxiliară, prezentînd avantajele cunoscute : posibilitatea înmagazinării energiei şi utilizarea energiei înmagazinată în regimuri de lucru foarte variate. Receptorii reţelei de curent continuu se împart în 4 categorii [1] :

1. *Lămpile iluminatului de siguranţă* şi electromotoarele unor agregate a căror funcţionare nu trebuie întreruptă (de exemplu pompele de ulei sau motoarele pentru antrenarea prafului de cărbune). In staţiile de transformare există numai lămpi. In cazul unei avarii în reţeaua de curent alternativ, aceşti receptori sînt trecuţi în mod automat pe reţeaua de curent continuu. Valoarea sarcinii depinde de mărimea centralei sau a staţiei şi este constantă pe toată durata avariei.

2. *Aparate de comandă şi protecţie.* Dintre acestea, unele funcţionează un timp scurt : relee intermediare, relee de timp, relee de semnalizare, bobinele contactorilor intermediari pentru comanda întrerupătorilor etc. Altele stau sub tensiune un timp mai îndelungat : aparatele electromagnetice ale tablourilor de comandă care indică poziţia aparatelor de conectare.

Puterea absorbită de aceste aparate variază în limite largi dar nu depăşeşte ordinul sutelor de waţi. Sarcina acestei grupe de receptori nu este constantă în timp, dar are în general o valoare mică.

3. *Lămpile tablourilor de comandă* care servesc la semnalizarea poziţiei întrerupătorilor, la controlul siguranţelor etc. Puterea acestor lămpi variază între 5 şi 25 W. Sarcina lor este constantă.

4. *Dispozitivele de anclanşare cu comandă electrică ale întrerupătorilor.* Bobina de curent continuu a întrerupătorului absoarbe un curent de 250 — 400 A timp de 1/5 s [2].

Fiecare grupă de receptori impune anumite limite variaţiei tensiunii reţelei. Cu excepţia primului grup de receptori, se poate admite ca limită inferioară a tensiunii 0,8 U_n. Lămpile iluminatului de siguranţă nu permit o variaţie a tensiunii decît între limitele 0,95—1,05 U_n. In mod normal, tensiunea este menţinută cît mai aproape de valoarea sa nominală.

Reţeaua de curent continuu este compusă dintr-o baterie de acumulatori, un agregat de încărcare, aparatajul de conectare şi instalaţii de distribuţie.

Agregatul de încărcare poate fi : grup convertizor — motor — generator ; redresor cu mercur sau redresor cu seleniu.

Puterea agregatului de încărcare depinde de modul de exploatare al bateriei de acumulatori.

In sistemul de exploatare prin încărcare-descărcare, sistem vechi prezentînd numeroase dezavantaje, grupul de încărcare foloseşte exclusiv pentru încărcarea bateriei de acumulatori. Toată sarcina reţelei de curent continuu este în permanenţă preluată de baterie. Numai în perioada de încărcare a bateriei grupul trebuie să asigure şi sarcina reţelei. Deci grupul funcţionează numai pe durata încărcării.

In cazul utilizării sistemului de încărcare de completare permanentă, grupul funcţionează în permanenţă avînd conectată în paralel bateria de acumulatori. Aceasta absoarbe un curent foarte mic şi se menţine mereu încărcată. Sarcina constantă, de lungă durată a reţelei, este preluată de grup. Şocurile de curent datorită în special comenzilor întrerupătorilor sînt preluate de baterie. In cazul unei avarii în reţeaua de curent alternativ, un releu de curent invers deconectează grupul de baterie şi bateria încărcată fiind, rămîne singura sursă de energie a reţelei de curent continuu.

Bateria de acumulatori trebuie să aibă o capacitate suficient de mare pentru a putea asigura funcţionarea reţelei de curent continuu în situaţiile cele mai grele : sarcina de şoc repetată datorită anclanşării repetate a întrerupătorilor în urma unei avarii a reţelei de curent alternativ [1,3]. Pentru fiecare centrală sau staţie, se apreciază durata maximă a unei avarii în reţeaua de curent alternativ precum

și numărul de întrerupători ce pot fi acționați simultan. Aceste elemente împreună cu puterile cerute de fiecare din cele 4 categorii de receptori, constituie datele de proiectare a bateriei de acumulatori.

In cursul descărcării unui acumulator, tensiunea la bornele lui scade. Descărcarea nu poate continua sub tensiunea de 1,70—1,75 V, fără a periclita viața acumulatorului. Pe de altă parte, după cum s-a arătat, tensiunea trebuie menținută între anumite limite. In instalațiile mari există un comutator de baterie care are rolul de a mări numărul de elemente în serie ale bateriei cînd tensiunea scade în timpul descărcării și invers, de a reduce numărul lor cînd tensiunea crește în timpul încărcării. Deci dacă există acest comutator de baterie, tensiunea se poate menține la valoarea nominală sau foarte aproape de ea. In timpul scurt al unui șoc de curent, tensiunea nu se poate regla. Pe durata anclanșării unui întrerupător, tensiunea nu trebuie să scadă sub limitele de funcționare ale dipozitivului.

Proiectarea bateriilor de acumulatori pentru centrale și stații se face în mod curent pe baza datelor lui A.A. Vasiliev [1].

S-a pus problema de a stabili în ce măsură corespund acumulatorii fabricați în țară cu datele din diagramele lui Vasiliev. Totodată ne-am propus să determinăm durata maximă a descărcărilor de șoc pe care acestea le pot suporta, precum și posibilitatea de repetare a șocului în urma unei pauze de scurtă durată.

In cele ce urmează se expun rezultatele unor experimentări făcute de autor în laboratorul fabricii „Acumulatorul", cu concursul tov. M. Gheorghiu, șeful laboratorului.

A. Date experimentale

Acumulatorii folosiți în sistemele energetice sînt acumulatori staționari cu plăci de plumb pentru descărcări rapide (1 — 2 ore) tip L S —STAS 445 — 52. Industria noastră fabrică acumulatori cu plăci de plumb pentru instalații staționare, conform STAS 445-52 cu o gamă întinsă de capacități. Astfel, acumulatorul tip L S 1 are o capacitate de 36 Ah (la regim de 10 ore), iar tipul L S 124 are o capacitate de 4464 Ah (la regim de 10 ore). Orice tip intermediar între 1 și 124 are o capacitate egală cu capacitatea tipului 1 multiplicată prin numărul de tip. Același raport există și între curenți. In cele ce urmează ne vom referi, în mod convențional, la curentul acumulatorilor de tip 1.

Intreaga gamă de acumulatori (de la tip 1 la tip 124) se realizează din 3 mărimi de plăci : L_1, L_2, L_4 a căror mărime este în raportul indicelui respectiv. Placa L_1 se poate considera ca placă fundamentală pentru toți acumulatorii. Determinările efectuate asupra acumulatorilor cu plăci L_1 sînt valabile pentru oricare acumulator.

In exploatare intervin valorile medii ale curenților debitați de un număr oarecare de plăci conectate în paralel (după numărul de tip al acumulatorului) precum și valorile medii ale tensiunilor unui număr oarecare de acumulatori conectați în serie (după tensiunea instalației).

Pentru a efectua determinările în condiții apropiate de condițiile exploatării, adică pentru obținerea unor valori medii și limitați fiind de rezistențele de încărcare disponibile, s-au executat experiențe asupra a doi acumulatori tip L S 3. Se obțin valori medii ale tensiunii din cei doi acumulatori conectați în serie. Acumulatorul tip L S 3 este compus din plăci L_1(trei plăci pozitive, două plăci negative întregi și două plăci negative jumătăți), asigurînd astfel obținerea unor valori medii ale curenților de descărcare.

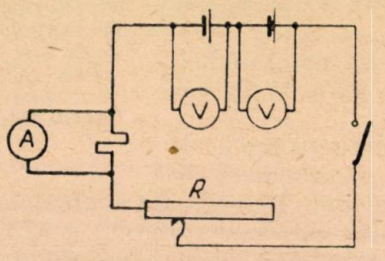


Fig. 1. Schema electrică a descărcării în sistem încărcare-descărcare.

Determinările efectuate asupra acumulatorilor tip L S 3 sînt generalizabile asupra întregului domeniu STAS 445 — 52.

STAS 445 — 52 definește curentul maxim debitat la șocuri ce nu depășesc 5 secunde, poate fi 2,5 ori valoarea curentului corespunzător regimului de 1 oră, adică 47,5 A. S-au făcut determinări la valori inferioare și superioare acesteia.

S-a realizat schema electrică din fig. 1. Reostatul de sarcină R are posibilități de reglaj brut și reglaj fin, ceea ce a permis menținerea constantă a curentului pe toată durata descărcării. Rezistența este pur ohmică. Tensiunea și curentul s-au măsurat cu aparate Hartman-Braun C1 0,5. Tensiunea s-a măsurat separat la fiecare din cele două elemente. S-a urmărit temperatura și densitatea electrolitului.

S-au efectuat următoarele probe, utilizînd bateria după sistemul încărcare-descărcare :

1. Acumulatorii complet încărcați sînt descărcați la diverși curenți între 19 A și 60 A, conform diagramelor din fig.2 .Temperatura electrolitului nu a fost menținută constantă, variază de la o încercare la alta din cauza condițiilor exterioare, între 8°C și 18°C, ceea ce poate da erori, după cum se va vedea mai departe.

2. Acumulatorii complet încărcați sînt supuși unor descărcări intermitente : se descarcă pînă

la 1,5 V, se întrerupe descărcarea 20 minute, în care timp tensiunea revine la 2 V, se continuă apoi descărcarea pînă la 1,5 V, la aceeași valoare a curentului (40 A și 50 A), urmează o pauză de 20 minute și apoi iar o descărcare, conform diagramelor din fig. 3.

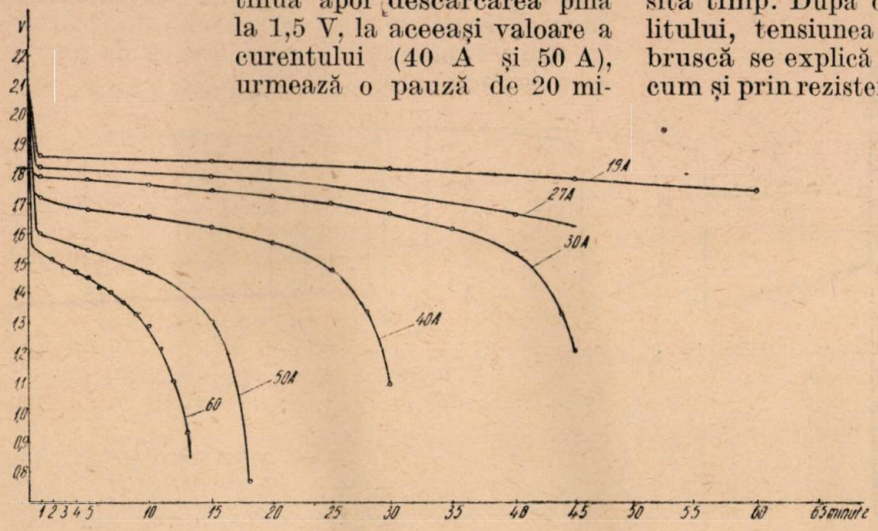


Fig. 2. Variația tensiunii acumulatorului în timp pentru diferite valori ale curenților de descărcare.

Rezultatele încercărilor efectuate sînt prezentate în diagramele din fig. 2 — 5.

Se observă următoarele:

Curba de tensiune prezintă o scădere bruscă în primul minut, după care urmează un palier în care tensiunea scade mai încet, cu atît mai încet cu cît curentul este mai mic. Acest palier este urmat de o nouă scădere bruscă care marchează descărcarea totală a bateriei (diagrama din fig. 2).

Capacitatea scade considerabil la valorile mari ale curentului de descărcare.

Dacă șocul de curent este urmat de o pauză, tensiunea revine brusc la valori apropiate de tensiunea inițială, deși capacitatea acumulatorului a scăzut, după cum rezultă din diagrama fig. 3.

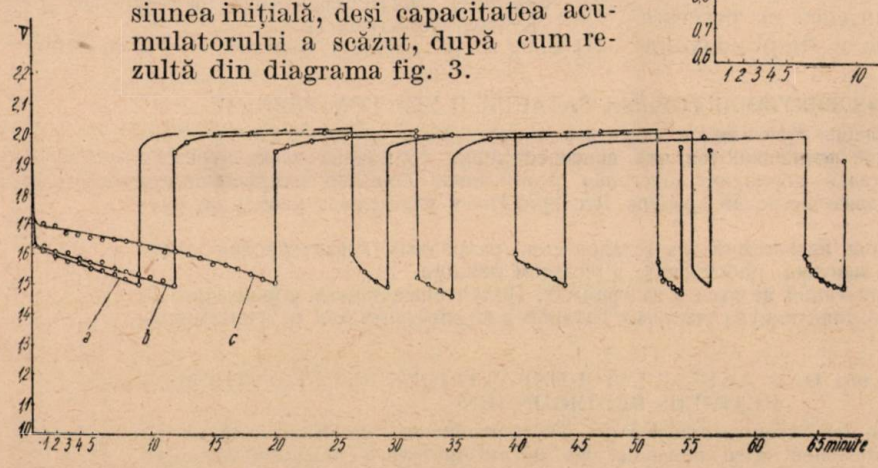


Fig. 3. Variația tensiunii acumulatorului în timp la descărcări intermitente cu diferite valori ale curenților.
a-descărcare intermitentă cu 50 A pe placă; b-idem cu 40 A; c-idem cu 47,5 A. Pauzele între descărcări succesive 20 !

Explicația este următoarea [4]: In momentul șocului reacțiile decurg foarte intens și stratul de electrolit aflat în contact cu plăcile sărăcește în acid. Accesul electrolitului proaspăt din straturile mai îndepărtate de plăci necesită timp. După oprire, prin difuzarea electrolitului, tensiunea revine. Căderea de tensiune bruscă se explică și prin sulfatarea plăcilor precum și prin rezistența internă a elementelor. Același efect de revenire a tensiunii se obține și în cazul în care descărcarea de șoc este continuată de o descărcare normală, la un curent redus [2]. Pentru acest motiv, aprecierea gradului de descărcare al bateriei se face după densitate și nu după tensiune. Pauza de 20 minute adoptată de noi este convențională. Ea poate fi mult mai scurtă deoarece tensiunea revine aproximativ după 1 minut.

Pentru a pune în evidență influența temperaturii electrolitului s-a făcut o descărcare la 50 A la o temperatură a electrolitului de 8°C și la 18°C și o descărcare la 19 A la 7°C și la 21° C. Densitățile sînt sensibil egale. Rezultatele sînt redate în diagrama fig. 5; curbele de tensiune sînt paralele. Nu s-au făcut probe pentru a pune în evidență variația capacității în funcție de temperatură. Se știe însă [2] că scăderea

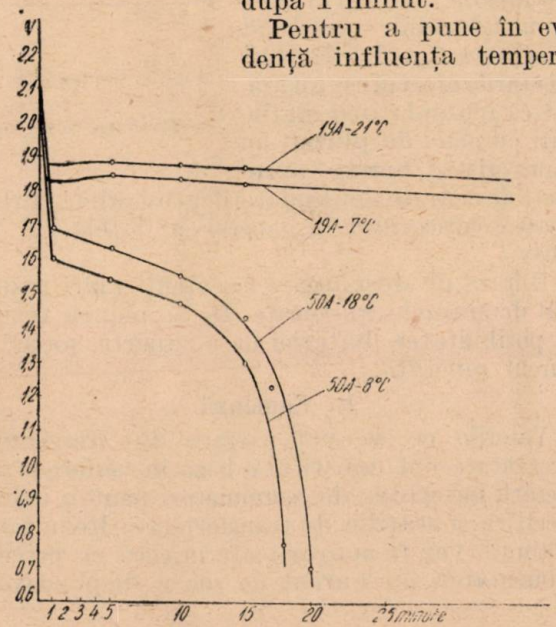


Fig. 4. Influența temperaturii electrolitului asupra tensiunii la bornele acumulatorului.

temperaturii duce la o scădere a capacității, și anume la —1°C capacitatea se reduce la 65% C_n, la —18C° capacitatea se reduce la 40 % C_n, în timp ce la +38°C capacitatea crește la 105% C_n (capacitatea nominală C_n este definită pentru temperatura de 25°C). Pentru înlăturarea acestei scăderi a capacității, în cazul utilizării normale la temperaturi scăzute, se recomandă folosirea unui electrolit cu o densitate mai mică (de exemplu 1,26 în loc de 1,28). Descărcarea la 47,5 A în urmă unei descărcări de 15 minute, la curentul de descărcarea de 1 oră — 19 A — este foarte apropiată de descărcare la 47,5 A a acumulatorului încărcat (diagrama fig. 5.) Experimentările efectuate au arătat că acumulatorii staționari cu plăci de plumb au caracteristici foarte apropiate de cele ale acumulatorilor sovietici, curbele noastre corespund în general cu datele lui Vasiliev.

Durata de descărcare la curenți mari rezultă din diagramele alăturate. De asemenea rezultă și posibilitatea bateriei de a suporta șocuri de curent repetate.

B. Concluzii

Valorile ce se pot extrage din diagramele prezentate pot constitui o bază în vederea proiectării bateriilor de acumulatori pentru uzinele electrice și stațiile de transformare. Rezultatele obținute vor fi acoperitoare în ceea ce privește alimentarea cu curent de șoc a dispozitivelor de anclanșare ale întrerupătorilor, deoarece în experimentările noastre acumulatorii s-au descărcat pe rezistențe pur ohmice și nu s-a luat în considerație aportul agregatului de încărcare, în cazul exploatării prin încărcare de completare permanentă.

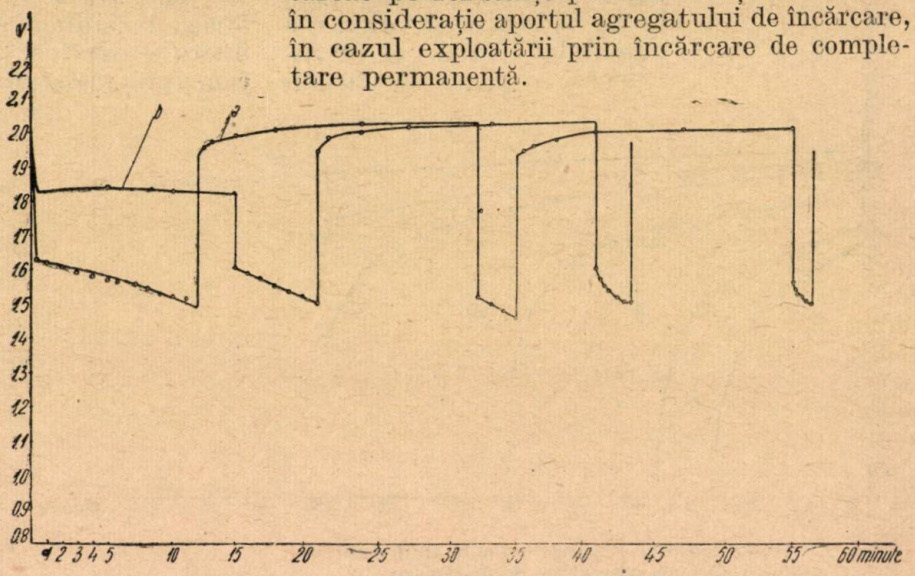


Fig. 5. Comparație între variația tensiunii acumulatorului încărcat și variația tensiunii acumulatorului parțial descărcat.

a—descărcarea de șoc intermitentă la 47,5 cu pauze de 20′; *b*—idem, în continuarea unei descărcări de 15′ la curentul de descărcare de o oră

Menționăm că încercările au fost efectuate asupra unor acumulatori noi și foarte bine întreținuți. In laborator nu s-au putut constata eventuale fenomene de îmbătrînire a acumulatorilor.

Bibliografie

[1] *Vasiliev A. A.*: Bateriile de acumulatori în sistemele energetice — EES, 1953.

[2] * * *: Principiile fundamentale ale bateriilor de acumulatori, Product. Engineering, nr. 2/1950.

[3] *Roggendorf Al.*: Der Eigenbedarf mittlerer und grosser Kratfwerke, Berlin, 1952.

[4] *Vinal G. W.* : Storage Batteries, New-York, 1949.

ИСПОЛЬЗОВАНЕ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ В УДАРНОМ РЕЖИМЕ

После перечисления приемников сетей постоянного тока электрических и трансформаторных станций показываются, что приспособления включения электрического управления выключателей образуют категория приемников большой напряженности для очень коротких длительностей времени. Эти приемники определяют размер аккумуляторных батарей.

Автор провел ряд испытаний для установления разрядных характеристик аккумуляторов, местного выпуска, работающие в ударном режиме.

Результаты испытаний даются в диаграммах. Полученные данные можно использовать при проектировании аккумуляторных батарей для электрических и трансформаторных станций.

DIE VERWENDUNG DER AKKUMULATORENBATTERIEN BEI STOSSTROM-BETRIEBS BEDINGUNGEN

Nach Aufzählung der Stromverbraucher des Gleichstromnetzes der Elektrizitätswerke und Transformatorenstationen, wird ausgeführt das die automatischen Schalteinrichtungen mit elektrischem Antrieb eine Verbraucherkategorie von grosser Stromstärke und kurzer Dauer darstellen. Als Folge bedingen diese Verbraucher die Vergrösserung der Akkumulatorenbatterien. Der Verfasser hat eine Reihe von Versuche ausgeführt um die Charakteristiken der Entladung der Akkumulatoren bei Stosstrom-Betriebsbedingungen festzustellen.

Die Versuchsergebnisse sind in Form von Diagramme dargestellt. Die erhaltenen Daten können bei der Projektierung der Akkumulatorenbatterien für Elektrizitätswerke und Transformatorenstationen berücksichtigt werden.

Microstabilizatori de tensiune cu elemente de seleniu

Ing. E. HOPPE

621.316.722.1 :621.314.634

Metoda cunoscută a stabilizării tensiunii utilizîndu-se semiconductori neliniari se compară cu alte metode şi se aplică la microstabilizatori, folosindu-se plăcile cu seleniu de la redresori uscaţi. După încadrarea problemei din punct de vedere fizic şi stabilirea bazelor matematice, diferitele montaje se examinează în ceea ce priveşte performanţa, costul iniţial şi randament, iar pentru schema cea mai potrivită (punteа simetrică cu două braţe neliniare, alimentată cu curent continuu) se demonstrează formule-reţetă originale, pentru dimensionarea practică a stabilizatorilor, dîndu-se un exemplu de calcul numeric.

Domeniul stabilizării de tensiune este vast [1]. Articolul de faţă nu prezintă decît o contribuţie referitoare la un sector mic, dar important : stabilizatori de tensiune pentru aparate de măsurat electric mărimi neelectrice (niveluri, presiuni, deformaţii, temperatură, umiditate, componenţa gazelor de ardere etc.). Varietatea şi răspîndirea acestor aparate în sectorul energetic, la industria grea, uşoară şi alimentară creşte rapid cu ridicarea nivelului tehnic, iar problema stabilizatorului potrivit (funcţional) şi economic, capătă importanţă.

In cele mai multe cazuri, funcţionarea aparatelor susmenţionate se bazează pe o punte Wheatstone alimentată cu curent continuu, dezechilibrată. In general, puterea necesară este sub un W şi practic constantă, tensiunea 2—5 (10) V, stabilizarea cerută mică (2—5%), rareori medie (0,5—2%). Pe de altă parte, se cere : greutate mică, volum mic, independenţă de variaţiile de frecvenţă ale reţelei de alimentare, independenţă de temperatura mediului ambiant, funcţionarea continuă (sau cel puţin aparatul să fie în stare de funcţionare imediat).

Din condiţiile de funcţionare rezultă, prin eliminare, soluţia corespunzătoare : precizia relativ mică elimină sistemele cu compensaţie mai costisitoare şi indică sistemele parametrice [1]. Lămpi cu incandescenţă nu stabilizează instantaneu. Tuburile electronice necesită aşteptare pînă la încălzirea filamentului sau funcţionare continuă cu preschimbare în intervale de timp prohibitiv de scurte. La bareteri (lămpi cu fier în hidrogen) situaţia este aceeaşi. Lămpile cu neon lucrează la tensiuni prea mari şi la curenţi prea mici. Precizia stabilizatorilor feromagnetici, relativ grei şi voluminoşi, depinde de frecvenţa reţelei (± 1,5% eroare pentru ± 1% Hz [2]), care variază pretutindeni [3], influenţă care nu poate fi eliminată la receptor. La stabilizatori ferorezonanţi, acest inconvenient se manifestă accentuat şi în plus există tensiuni de multe sute de volţi care periclitează condensatorii şi prezintă un pericol oarecare. Astfel rămîne ca soluţie cea mai indicată, stabilizatorul parametric cu semiconductori neliniari, la care singurul inconvenient principial, dependenţa de temperatură, practic nu se face resimţit, cînd aparatul funcţionează în încăperi cu temperatura aproximativ constantă (15...27 °C), iar la nevoie variaţiile de temperatură pot fi eliminate pentru stabilizator printr-un termostat [4], [5].

Faptul că în prezent, totuşi, stabilizatorii ferorezonanţi au o răspîndire cu mult mai mare decît cei cu semiconductori neliniari, se explică, poate, prin două circumstanţe : semiconductorii neliniari cu un factor de calitate mare şi un factor de temperatură mic sînt încă materiale deficitare, iar literatura de specialitate [1] dă pentru primul gen de stabilizatori de tensiune nu numai bazele teoretice ci şi numeroase exemple de calcul numeric, care înlesnesc proiectarea, în timp ce pentru cel de-al doilea gen de stabilizatori de tensiune, bazele teoretice — foarte complexe — încă nu sînt pe deplin lămurite [6], iar caracteristicile unor modele executate, indicate în literatură, nu sînt o călăuză suficientă pentru proiectare.

Contribuţia de faţă dă formele generale pentru proiectarea economică, numerică a stabilizatorilor de tensiune cu semiconductori neliniari, limitîndu-se la încadrarea fenomenului de bază şi la cele strict necesare pentru demonstrarea formulelor şi interpretarea lor. Alegerea, pentru exemplificare, a elementelor cu seleniu (cu parametri inferiori faţă de alţi semiconductori neliniari, de exemplu tirite) are motive practice : se utilizează pe scara cea mai mare în mod curent (la aparate de radio, la redresori uscaţi etc.), de acum se pot procura convenabil în orice mărime, perfecţionarea lor progresează pe zi ce trece, iar fabricaţia în ţară a şi început.

I. Rezistenţele neliniare

Rezistenţe strict liniare la care $\frac{U}{I} = R =$ const. nu există, întrucît căldura produsă de curent măreşte sau micşorează rezistenţa ştirbind proporţionalitatea între U şi I, chiar la constantan. Rezistenţa liniară este un caz limită ideal. In unele cazuri (constantan, manganină) neliniaritatea este neglijabil de mică, în cele mai multe cazuri (cupru, aluminiu, cărbune) ea nu este neglijabilă şi trebuie ţinut seama de ea la proiectare, la rezistenţele neliniare propriu-zise neliniaritatea este foarte

pronunțată și utilizată. Asimilarea caracteristicii $I = f(U)$ cu $I = A \cdot U^a$ permite încadrarea tuturor rezistențelor cunoscute într-un singur grafic (fig. 1) atotcuprinzător, care arată, sti-

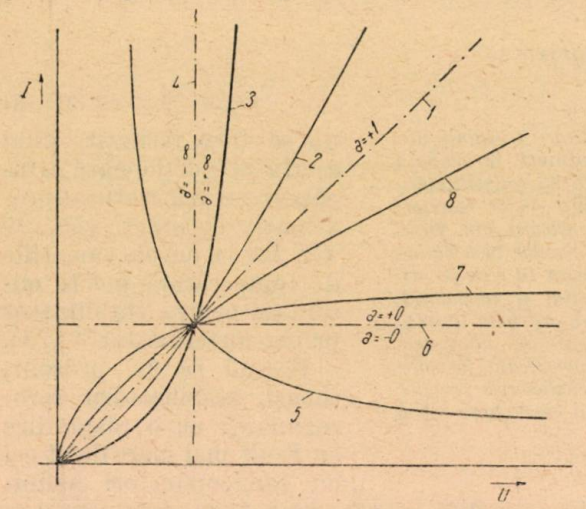


Fig. 1. Caracteristicile $1 = A \cdot U^a$ ale diferitelor rezistențe.

lizat, caracteristicile în funcție de semnul și de valoarea absolută a exponentului a [7]. Legenda fig. 1 arată cum rezistența (statică) precum și puterea consumată variază în funcție de U și I

$$R_{static} = \frac{U}{I} = \frac{1}{A \cdot U^{a-1}} = f_1(U)$$

sau

$$R_{static} = \left(\frac{1}{A \cdot I^{a-1}}\right)^{\frac{1}{a}} = f_2(I)$$

$$N = U \cdot I = A \cdot U^{a+1} = F_1(U)$$

sau

$$N = \left(\frac{I^{a+1}}{A}\right)^{\frac{1}{a}} = F_2(I).$$

Cînd exponentul a trece limitele $+1$, $\pm\infty$, -1 și ∓ 0, atunci comportarea materialelor în ceea ce privește rezistența statică și puterea absorbită se schimbă esențial: cantitatea trece în calitate. Gazotronul ideal prezintă atît cazul limită a unei rezistențe neliniare de tipul U, adică cu $a = +\infty$, cît și cazul limită a unei termistanțe, adică cu $a = -\infty$. Extremele se ating în una și aceeași varietate.

Comportări închipuite, care sînt logic imposibile (f_1 descrește și totodată f_2 crește, F_1 și F_2 descresc concomitent) nici nu au loc în grafic, tot spațiul cadranului pozitiv fiind acoperit cu cazurile reale și logic posibile.

II. Elementul semiconductor cu seleniu

Construcția și fabricația elementelor cu seleniu sînt cunoscute [8], la fel ca și proprietatea lor de „semiconductibilitate" folosită pentru redresare. Aici interesează caracteristica $I = f(U)$ pentru sensul direct (fig. 2), care după terminologia obișnuită este de tipul U, adică cu concavitatea ei spre axa I. Spre deosebire de rezistențele liniare la care $\frac{U}{I} = R = \text{const.}$ (legea lui Ohm), la rezistențele neliniare, rezistența (statică), $R_{st} = \text{tg}\,\alpha$ este o funcție a tensiunii aplicate și există noțiunea de rezistență dinamică $\left(R_d = \frac{dU}{dI}\right)$. Expresia analitică riguroasă pentru $I = f(U)$ care oglindește fenomenul fizic intim și totodată ține seama de fenomenele secundare ca histerezis, formare, îmbătrînire și de influența temperaturii, este foarte complexă [6]. Pentru calcule tehnice toți autorii

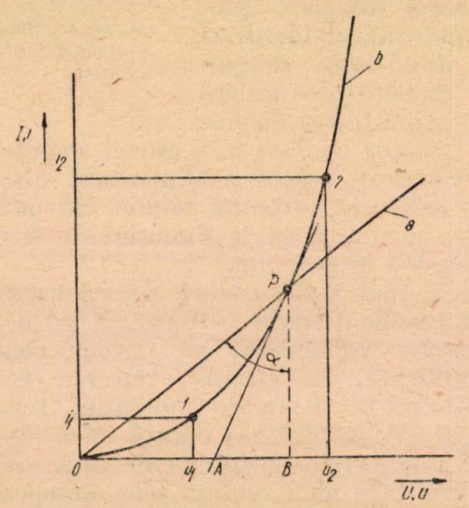


Fig. 2. Caracteristica exterioară:
a — rezistența liniară; b — rezistența neliniară de tipul U.

[1], [7], [9] cu o singură excepție [10] asimilează caracteristica elementelor cu seleniu cu o funcție parabolică de forma:

$$i = A \cdot u^a \qquad (1)$$

care se confirmă experimental cu o aproximație bună, cînd determinarea parametrilor A și a

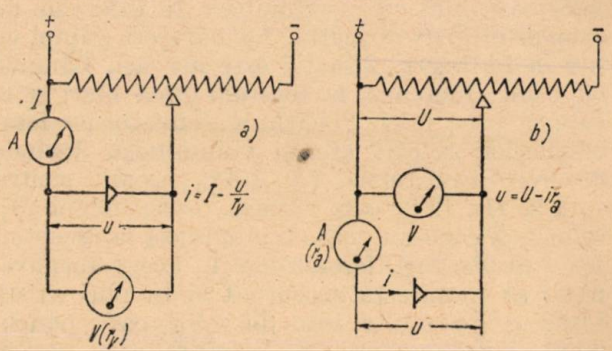


Fig. 3. Determinarea experimentală a parametrilor A și a

s-a făcut în mod corespunzător (fig. 3, a și b). In montajul după fig. 3, a, trebuie să se cunoască

rezistența interioară a voltmetrului r_v, iar $i = I - \frac{u}{r_v}$. In montajul după fig. 3,*b*, trebuie să se cunoască rezistența interioară a miliampermetrului r_a, iar $u = U - i \cdot r_a$. Teoretic din două măsurători (practic din curba medie a mai multor plăci, care în general au o dispersie oarecare) se determină din formula (1):

$$a = \frac{\ln i_1 - \ln i_2}{\ln u_1 - \ln u_2} \quad \text{și} \quad A = \frac{i_1}{u_1^a} = \frac{i_2}{u_2^a}. \qquad (2)$$

Asimilarea „porțiunii neliniare" a caracteristicii cu expresia

$$i = a \cdot e^{-\frac{b}{u}}$$

unde: $a = 1{,}1121$ și $b = 2{,}0707$ [10] este necorespunzătoare, deoarece din anularea celei de a doua derivate ar rezulta un punct de inflexiune la $u = \frac{b}{2}$, adică la aproximativ $u = 1$ V, iar din $r_{static} = \frac{u}{i}$ și anularea derivatei $\frac{dr}{du}$ ar rezulta un minimum pentru rezistența statică la $u = b$, adică la aproximativ $u = 2$V. Pentru funcționări de scurtă durată sau regimuri ciclic staționare, factorul de suprasarcină admisibil permite montaje la care tensiunea pe placă este cu mult mai mare decît 1 V [6].

Pentru elemente de seleniu fabricate recent, coeficientul a este în jurul valorii 4, în timp ce coeficientul A depinde de construcția și mărimea plăcii. Neliniaritatea se numește calitate și se definește prin $Q = \frac{r_{static}}{r_{dinamic}}$.

Cînd caracteristica se reprezintă prin $i = A \cdot u^a$, calitatea $Q = a$ [1]. Furnizorul indică, de obicei, diametrul $\emptyset$, curentul maxim i_0 și rezistența statică r_0 (la i_0) (tabele din [8] și [11]). Coeficientul $A = f(i_0, r_0)$ rezultă din formula (1):

$$r_0 = \frac{u_0}{i_0} = \frac{1}{A \cdot u_0^{a-1}} = \frac{1}{A\left(\frac{i_0}{A}\right)^{\frac{a-1}{a}}} = \frac{1}{A^{\frac{1}{a}} \cdot i_0^{\frac{a-1}{a}}} \qquad (3)$$

$$A = \frac{1}{r_0^a \cdot i_0^{a-1}}.$$

Valori limită pentru plăci redresoare cu seleniu din U.R.S.S. [8], la care $a \sim 4{,}1$, sînt indicate în tabela 1.

Tabela 1

Parametrii unor plăci redresoare cu seleniu din U.R.S.S.

$\emptyset$	mm	5	130
$i_{0\,max}$	(A)	0,002	3
r_0 la i_0	(Ohm)	450	0,17
u_0 la i_0	(V)	0,9	0,51
j la i_0	$\left(\frac{mA}{cm^2}\right)$	11	23
Coeficientul	A	0,003	44

III. Scheme de principiu

Intre transformatorul pentru coborîrea tensiunii și schema de stabilizare se intercalează o punte de redresare (fig. 15).

1. Cea mai simplă schemă pentru stabilizarea tensiunii cu elemente de seleniu este arătată în fig. 4. Rezistența r_1 reprezintă sarcina, r_3 este o rezistență liniară (de manganină), iar r_2 este rezistența neliniară compusă din s elemente cu seleniu în serie și p elemente cu seleniu în paralel de curentul nominal i_0.

Cînd tensiunea de alimentare E variază, tensiunea sarcinii u variază de asemenea,

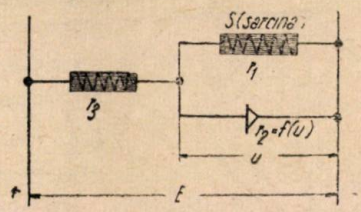


Fig. 4. Schema serie-paralel simplă.

însă mai puțin. Explicația fizică este următoarea: cînd în fig. 2 tensiunea aplicată plăcii se mărește, rezistența $\operatorname{tg}\alpha = \frac{OB}{PB}$ se micșorează, prin urmare și rezistența combinată $r_{1,2}$ din fig. 4. Inițial, era $u = E\frac{r_{1,2}}{r_{1,2} + r_3}$, la $E' > E$ avem $u' = E'\frac{r'_{1,2}}{r'_{1,2} + r_3}$, iar $u < u' < E'\frac{r_{1,2}}{r_{1,2} + r_3}$ cînd $0 < r_3 < \infty$. Fig. 5 arată graficul de funcționare pentru

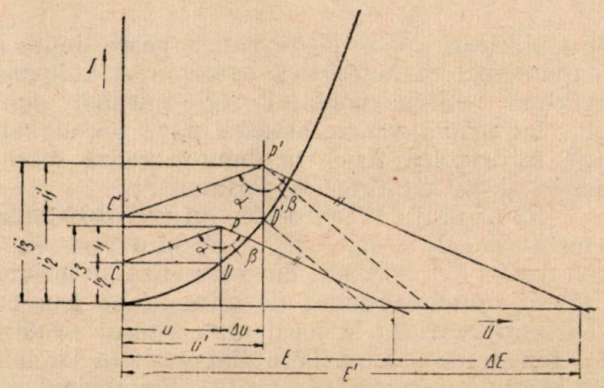


Fig. 5. Graficul de funcționare pentru schema din fig. 4.

schema din fig. 4. Tensiunea u' rezultă acolo unde triunghiul $P'C'D'$ este similar cu triun-

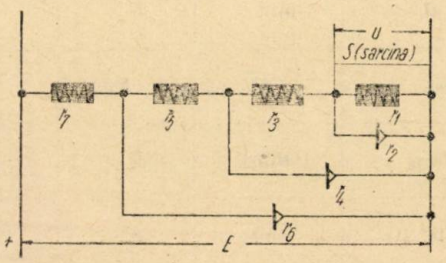


Fig. 6. Schema serie-paralel, în cascadă.

ghiul $P\ C\ D$, pentru $tg\alpha = r_1 = \text{const}$, și $tg\beta = r_3 = \text{const}$. Factorul de stabilizare

$$K_U = \frac{\Delta E}{E} : \frac{\Delta u}{u} > 1.$$

2. Ideea de a mări K_U prin schema arătată în fig. 6 este firească, însă nefructoasă. Factorul de stabilizare nu se poate ridica peste limita a (exponentul caracteristicii exterioare) valoarea maximă pentru montajul serie-paralel, simplu. La prima vedere aceasta pare paradoxal, însă se explică fizic, se demonstrează matematic și se confirmă experimental.

3. La o punte Wheatstone, cu trei rezistențe constante ($R_2 = R_3 = R_4 = R$) și o rezistență neliniară (R_1), formată din elemente cu seleniu (fig. 7), cînd tensiunea de alimentare (curent continuu) variază în jurul unei anumite valori E_n, tensiunea u a celeilalte diagonale (a sarcinii S) rămîne aproape constantă. Fenomenul se explică prin faptul că rezistența brațului neliniar este o funcție a tensiunii aplicate E. Fig. 8 arată principial pe axa absciselor (arbitrar scurtate) scara $R_1 = f(E)$ și familia curbelor $u = f(R_1)$ cu parametrul E. Fiecărei valori E îi corespunde un R_1, iar intersecția verticalei respective cu curba determinată prin această valoare E, furnizează un punct al caracteristicii $u = f(E)$. In punctul de lucru P (cu tangenta orizontală) la tensiunea nominală E_n, tensiunea sarcinii u_n este stabilizată.

4. Pentru puntea cu două brațe neliniare (fig. 9), la $E=0$ rezistența în derivație cu diagonala sarcinii (R_1, R_4) este infinit de mare, iar la $E = \infty$ ($R_1 = R_4 = 0$) ar fi chiar $u = E = \infty$, adică toate ordonatele $u = f(E)$ sînt mai mari decît la puntea cu un braț neliniar. Reiese: tensiunea stabilizată u_n se poate obține cu o tensiune de alimentare E_n' mai mică

$$\left(E_n' = \frac{1}{2} E_n\right).$$

5. Cînd tensiunea stabilizată dintr-o punte după fig. 7 sau fig. 9 este aplicată ca tensiune de alimentare la o altă punte de stabilizare (și eventual așa mai departe), stabilizarea finală la „punți în cascadă" (fig. 10) este mult mai bună. Intrucît în punctul de lucru P (fig. 8) $du = 0$, avem chiar la punte simplă $K_u' = \frac{dE}{E} : \frac{du}{u} = \infty$. Această expresie denotă valoarea principială a schemei. Practic interesează $K_u = \frac{\Delta E}{E} : \frac{\Delta u}{u} < \infty$. La fel ca și la montajul serie-paralel, cascada ridică K_u către valoarea limită (teoretică) pentru montajul simplu.

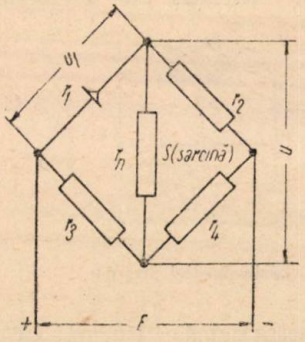


Fig. 7. Punte cu un braț neliniar.

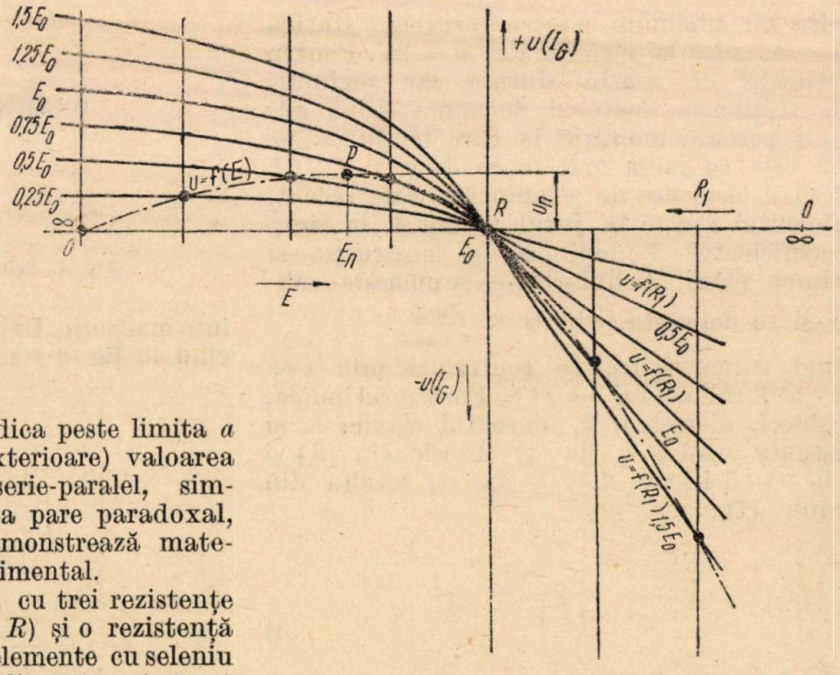


Fig. 8. $u = f(E)$ la puntea de stabilizare cu un braț neliniar.

Pentru fig. 6 chiar la un cost inițial infinit de mare ($r_2 = 0$, adică elementul neliniar infinit de mare) și chiar la o exploatare infinit de costisitoare ($r_3 = \infty$, $E = \infty$, $\eta = 0$) se obține o stabilizare mediocră ($K_u = a$). Pentru fig. 10 se obține cu un cost inițial finit, la $\eta > 0$ o stabilizare foarte bună ($K_u \to \infty$). Totuși, trei

sau mai multe punți în cascadă, ar deveni prohibitiv de costisitoare, adică din punct de vedere economic, inferioare montajelor de stabilizare cu compensație.

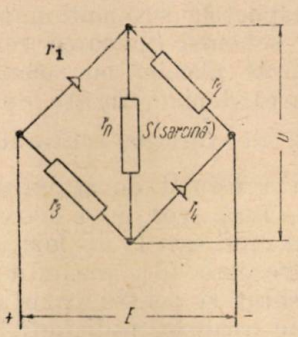


Fig. 9. Punte cu două brațe neliniare.

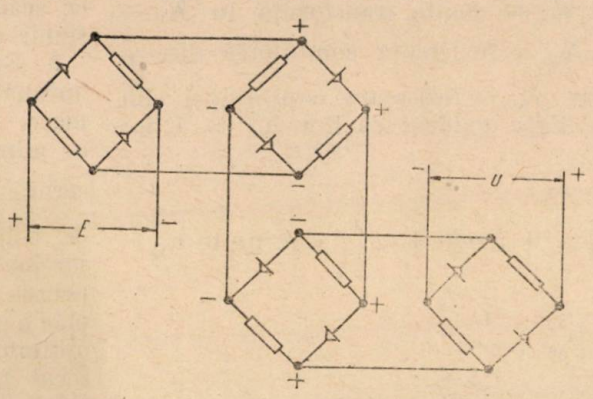


Fig. 10. Punți de stabilizare în cascadă.

IV. Expresia analitică a factorului de stabilizare

Cînd rezistența neliniară se compune din mai multe elemente legate în serie (s) și paralel (p), atunci formula (1) devine:

$$i = \frac{A \cdot p}{s^a} \cdot u^a = c \cdot u^a \qquad (4)$$

unde:

$$c = \frac{A \cdot p}{s^a},$$

iar rezistența statică:

$$r_{st} = \frac{u}{i} = \frac{1}{c \cdot u^{a-1}} \qquad (5)$$

și rezistența dinamică:

$$r_d = \frac{du}{di} = \frac{1}{c \cdot a \cdot u^{a-1}} = \frac{r_{st}}{a}. \qquad (6)$$

Factorul de stabilizare $K_u = \frac{\Delta E}{E} : \frac{\Delta u}{u}$ pentru punctul de lucru (E, u) se poate scrie:

$$K_u = \frac{u}{E} : \frac{\Delta u}{\Delta E}; \qquad K'_u = \frac{u}{E} : \frac{du}{dE}. \qquad (7)$$

Cînd la o schemă de stabilizare oarecare sînt date valorile tuturor rezistențelor liniare (presupuse ca fiind riguros constante), compoziția rezistențelor neliniare (adică factorii c_1, c_2,...) și tensiunea de alimentare (E), atunci tensiunea pe sarcină (u) este determinată, putîndu-se calcula din ecuațiile independente între ele, de obținut prin aplicarea legilor lui Kirchhoff precum și din relația (5), valabilă pentru fiecare din rezistențele neliniare. Din $u = f(E)$ se obține factorul de stabilizare după formula (7).

Ca exemplu se alege schema „serie paralel, simplă" (după fig. 4).

Din $\frac{u}{E} = \frac{r_1 \cdot r_2}{r_1 + r_2} : \left(r_3 + \frac{r_1 \cdot r_2}{r_1 + r_2}\right)$

și relația (5), rezultă:

$$E = \frac{r_3}{r_1} u(r_1 \cdot c \cdot u^{a-1} + 1) + u = r_3 \cdot c \cdot u^a + \frac{r_1 + r_3}{r_1} \cdot u... \qquad (8)$$

$$\frac{dE}{du} = 1 + r_3 \cdot c \cdot a \cdot u^{a-1} + \frac{r_3}{r_1} =$$

$$= 1 + r_3 \cdot c \cdot a \frac{1}{c \cdot r_2} + \frac{r_3}{r_1} = 1 + r_3\left(\frac{a}{r_2} + \frac{1}{r_1}\right) =$$

$$= 1 + r_3\left(\frac{1}{r_{2d}} + \frac{1}{r_1}\right);$$

$$\frac{du}{dE} = \frac{1}{1 + r_3\left(\frac{1}{r_{2d}} + \frac{1}{r_1}\right)} = \frac{\frac{r_1 \cdot r_{2d}}{r_1 + r_{2d}}}{r_3 + \frac{r_1 \cdot r_{2d}}{r_1 + r_{2d}}};$$

prin urmare:

$$K'_u = \frac{u}{E} : \frac{du}{dE} = \frac{\frac{r_1 \cdot r_2}{r_1 + r_2} : \left(r_3 + \frac{r_1 \cdot r_2}{r_1 + r_2}\right)}{\frac{r_1 \cdot r_{2d}}{r_1 + r_{2d}} : \left(r_3 + \frac{r_1 \cdot r_{2d}}{r_1 + r_{2d}}\right)} \qquad (9)$$

unde:

$$r_{2d} = \frac{1}{c \cdot a \cdot u^{a-1}}.$$

Coeficientul de transmitere dinamic $\left(= \frac{du}{dE}\right)$ se exprimă la fel ca și coeficientul de transmitere static $\left(= \frac{u}{E}\right)$, deoarece după teorema lui Ghinsburg [12] conductibilitatea dinamică a unui cuadripol se determină d n conductibilitățile dinamice ale rezistențelor neliniare care intră în componența lui la fel ca și conductibilitatea

statică din conductibilităţile statice ale rezistenţelor liniare care intră în componenţa lui.

Formula (9) se poate transforma în $K_u' = \frac{R_{st}}{R_d}$, unde R_{st} = rezistenţa combinată din r_1, r_3 şi r_{2st}, iar R_d = rezistenţa combinată din r_1, r_3 şi r_{2d}. Este evident că $\lim_{r_2 \to \infty} K_u' = 1$, iar $\lim_{r_2 \to 0} K_u' = a$.

Pentru $r_2 > 0$ avem $1 < \frac{R_{12}}{\bar{R}_{12}} < a$, unde $R_{12} = \frac{r_1 \cdot r_2}{r_1 + r_2}$, $\bar{R}_{12} = \frac{r_1 \cdot \frac{r_2}{a}}{r_1 + \frac{r_2}{a}}$.

Prin urmare $1 > \frac{\bar{R}_{III}}{R_{III}} > \frac{1}{a}$, unde $R_{III} = r_3 + R_{12}$; $\bar{R}_{III} = r_3 + \bar{R}_{12}$. Iar $\lim_{r_3 \to \infty} \frac{\bar{R}_{III}}{R_{III}} = 1$, adică K_u' va fi cu atît mai mare cu cît mai mari sînt r_3 şi E.

Formula (9) se poate transforma în $K_u' = 1 + (a-1)\frac{u}{E} \cdot \frac{r_3}{r_2}$. Pentru o sarcină neglijabil de mică $\left(r_1 = \infty, \frac{r_2}{r_3} = \frac{u}{E-u}\right)$ devine $K_u' = 1 + (a-1)\frac{(E-u)}{u}$.

La punţile de stabilizare, alimentate cu curent continuu (fig. 7 şi fig. 9) este evident din fig. 8 că $K_u' = \infty$ pentru E_n şi u_n. Din formulele pentru K_u' [1], calculate din coeficienţii de transmitere (la fel ca şi în exemplul de mai sus) reiese că, condiţia pentru $K_u' = \infty$, este $R_{1d} \cdot R_{4d} - R_2 \cdot R_3 = 0$. In acest caz puntea este echilibrată dinamic, însă neechilibrată static întrucît $R_{1d} = \frac{R_{1st}}{a}$ şi $R_{4d} = \frac{R_{4st}}{a}$, tensiunea pe vîrfurile diagonalei sarcinii fiind u_n.

V. Dimensionarea raţională a stabilizatorilor de tensiune

a) *Considerente generale*: 1. O performanţă bună, adică o stabilizare mulţumitoare, se obţine cînd K_u' şi domeniul de stabilizare (K_u) sînt mari.

2. Costul iniţial pentru o anumită performanţă cerută depinde de mărimea şi de numărul plăcilor cu seleniu necesare, costul rezistenţelor liniare fiind practic constant, dat fiind puterea mică a stabilizatorilor examinaţi.

3. Randamentul la puteri $u_n \cdot i_n < 1$ W, are o importanţă redusă.

4. Valoarea tensiunii de alimentare a schemei de stabilizare la fel.

Totuşi, atît randamentul cît şi tensiunea de alimentare influenţează într-o măsură oarecare asupra costului iniţial întrucît la montajele cu redresare prealabilă redresorul se scumpeşte cu scăderea randamentului şi cu mărirea tensiunii de alimentare.

5. Sub aspectele susmenţionate, parametrii optimali ai schemei (valoarea rezistenţelor liniare, numărul plăcilor cu seleniu, tensiunea de alimentare) depind, firesc de performanţa cerută (K_u), de variaţia tensiunii reţelei $\left(\frac{\Delta E}{E}\right)$, de valoarea tensiunii de stabilizat (u_n) şi de sarcina (i_n), însă, vor fi şi deosebiţi între ei pentru cazul cînd este la dispoziţie toată gama plăcilor redresoare [8], putîndu-se determina optimul absolut şi pentru cazul cînd stabilizatorul trebuie realizat utilizîndu-se o anumită mărime, neputîndu-se determina decît un optim relativ.

b) *Puntea cu două braţe neliniare* (fig. 9). Cînd ambele braţe liniare şi ambele braţe neliniare sînt identice, pentru $K_u' = \infty$, adică $R_{1d} \cdot R_{4d} - R_{2st} \cdot R_{3st} = 0$ (v. cap. IV), avem $R_1 = R_4 = a \cdot r$, iar $R_2 = R_3 = r$. Luăm p (numărul plăcilor în paralel) = 1 şi notăm cu u_1, i_1 şi u_2, i_2 tensiunile şi curenţii pentru braţele neliniare şi liniare. Deci: $i_1 = i_4 = i_0$.

Se dă: u_n, i_n pentru a se afla: i_0 (mărimea plăcilor) s (numărul plăcilor), r (rezistenţa liniară), E (tensiunea de alimentare), η (randamentul) şi C (costul iniţial).

Din schema punţii (fig. 9) este evident că:

$$E = u_1 + u_2 = 2u_2 + u_n = 2u_1 - u_n \quad (10)$$

$$i_2 = i_1 + i_n = i_0 + i_n; \quad I = i_2 + i_1 = 2i_0 + i_n \quad (11)$$

Prin urmare:

$$\frac{E - u_n}{2r} = \frac{E + u_n}{2ar} + i_n \text{ şi } E = i_0 \cdot a \cdot r + (i_0 + i_n) \cdot r$$

rezultînd

$$r = \frac{1}{(a-1) \cdot i_0 - i_n} \cdot u_n = \frac{1}{(a-1) \cdot x - 1} \cdot r_n \quad (12)$$

unde

$$x = \frac{i_0}{i_n}.$$

$$E = \frac{(a+1)x + 1}{(a-1)x - 1} \cdot u_n \quad (13)$$

$$u_1 = i_0 \cdot a \cdot r = \frac{a \cdot x}{(a-1) \cdot x - 1} \cdot u_n \quad (14)$$

$\lim_{x \to \infty} E = \frac{a+1}{a-1} \cdot u_n$ este limita inferioară pentru tensiunea de alimentare, cînd sarcina este neglijabil de mică faţă de puterea absorbită de puntea de stabilizare (cazurile $i_n \to 0$ şi $i_0 \to \infty$).

Anularea numărătorului din formulele (12)... (14) dă limita inferioară pentru mărimea plăcilor: $i_0 \geq \frac{1}{a-1} \cdot i_n$.

Dacă nu avem la dispoziție decît plăci cu $i_0 < \frac{1}{a-1} i_n$ sau dorim să reducem tensiunea E, atunci putem lega p plăci în derivație (și p coloane de cîte s plăci, în serie). Practic asemenea montaje ar deveni prohibitiv de costisitoare.

$s = \frac{u_1}{u_0}$, unde $u_0 = f(x)$ este o funcție empirică de alură hiperbolică

$$\eta = \frac{i_n \cdot u_n}{I \cdot E} = \frac{i_n \cdot u_n}{(2i_0 + i_n) \cdot \frac{(a+1)\, i_0 + i_n}{(a-1)\, i_0 - i_n} \cdot u_n} =$$

$$= \frac{(a-1) \cdot x - 1}{(2x+1)\,[(a+1)\,x + 1]}. \qquad (15)$$

Anularea derivatei $\frac{\partial \eta}{\partial x}$ dă $(x)\eta_{max} = \frac{1+\sqrt{a}}{a-1}$ și $\eta_{max} = \left[\frac{a-1}{(1+a)^2}\right]^2$.

De exemplu: $a = 4 \cdot \eta_{max} = \frac{1}{9} = 11{,}1\%$.

Față de montajul „serie-paralel simplu" randamentul punților simple de stabilizare este de 6—8 ori mai mare. Totuși, valoarea absolută a randamentului este mică, ceea ce însă la $W_n < 1W$ nu contează decît la punți în cascadă. La două punți în cascadă $\eta_{total} = \eta_1 \cdot \eta_2$ nu depășește 2%.

Costul inițial $C = \text{prop} \cdot s \cdot i_0 = \text{prop.} \frac{u_1}{u_0} \cdot i_0$.

Substituind valoarea u_1 din formula (14) se obține:

$$C = \text{prop.} \frac{W_n}{u_0} \cdot \frac{a \cdot x^2}{(a-1) \cdot x - 1}. \qquad (16)$$

Pentru $W_n < 1$ W rezultă practic 0,010 A $< i_0 <$ 0,275 A, iar $u_0 = 0{,}75$ V $\pm 5\% \sim$ const. Neglijarea deosebirii între tensiunile u_0 în domeniul relativ mic care ne interesează este pe deplin justificată; costul plăcilor nu este riguros proporțional cu i_0; pentru o performanță mai bună se ia intenționat i_0 adeseori mai mare decît rezultă pentru C_{min}; uneori placa, utilizarea căreia ar da C_{min}, nu este la dispoziție și trebuie luată mărimea apropiată cea mai mare. Cu $u_0 = \text{const.}$ avem:

$$C \sim f\left[\frac{a \cdot x^2}{(a-1) \cdot x - 1}\right], \text{ iar } \frac{dC}{dx} = 0 \text{ dă } (x) C_{min} = \frac{2}{a-1} \cdot$$

i_0 pentru „placa economică" este de două ori mai mare decît i_0 pentru cea mai mică placă posibilă.

Substituindu-se $i_1 = i_0 = \frac{2}{a-1} i_n$ în formulele (10)... (14) se obțin pentru C_{min}, adică pentru cea mai economică punte de stabilizare, următoarele valori indicative pentru toți parametrii care ne interesează:

$$\left.\begin{aligned} r = r_n,\ E = \frac{3a+1}{a-1} \cdot u_n,\ u_1 = \frac{2a}{a-1} u_n,\ u_2 = \frac{a+1}{a-1} u_n \\ i_2 = \frac{a+1}{a-1} \cdot i_n,\quad I = \frac{a+3}{a-1} \cdot i_n \\ \eta = \frac{(a-1)^2}{3a^2 + 10a + 3} \\ s = \frac{u_1}{u_0} = \frac{2a}{(a-1)} \cdot i_n \cdot r_n \cdot \frac{1}{i_0 \cdot r_0} = \\ = \frac{2a}{(a-1)} \cdot \frac{1}{x} \cdot \frac{r_n}{r_0} = a \cdot \frac{r_n}{r_0} \cdot \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Fig. 11 arată toți parametri în funcție de mărimea relativă a plăcilor utilizate. Din curbele pentru C și η reiese că utilizarea unor plăci mai mici decît cea economică mărește brusc costul inițial și micșorează rapid randamentul, iar la plăci mai mari costul inițial crește mai încet în timp ce randamentul la început chiar se ameliorează, ceea ce capătă importanță la punți în cascadă.

Avantajul principal al plăcilor mari, însă, constă în ameliorarea performanței, adică în posibilitatea de a lărgi la nevoie domeniul de stabilizare. Începînd cu $i_0 = \frac{1}{a-1} \cdot i_n$, avem $K_u' = \infty$, însă abia pentru $i_0 \to \infty$ avem

$$\lim_{i_0 \to \infty} |\pm \Delta u_n| = f(\pm \Delta E) = 0.$$

La alegerea plăcii (i_0), pentru a se vedea dacă și domeniul de stabilizare corespunde, trebuie determinat $K_u = \frac{\Delta E}{E_n} : \frac{\Delta u}{u_n}$ din $u = f(E)$, arătată principial în fig. 8. Pentru puntea simetrică cu două brațe neliniare (fig. 9), la care $r_1 = r_4 = \frac{1}{c \cdot u_1^{a-1}}$ (formulele 4 și 5), iar $r_2 = r_3 = r$, se obține din:

$$i = \frac{u}{r} = E \frac{r_1 r_4 - r_2 r_3}{r(r_1 + r_2)(r_3 + r_4) + r_1 r_2 (r_2 + r_4) + r_3 r_4 (r_1 + r_2)}$$

$$u = R_c \left(\frac{1}{r} \cdot u_1 - c \cdot u_1^a\right) \qquad (18)$$

unde

$$R_c = \frac{r \cdot r_n}{r + r_n}$$

$$E = 2u_1 - u = \left(2 - \frac{R_c}{r}\right) \cdot u_1 + R_c \cdot c \cdot u_1^a. \qquad (19)$$

Ecuația (18) fiind transcendentă, eliminarea parametrului u_1 nu se poate efectua decît pe

cale grafică (fig. 12), construindu-se $u = f(E)$ punct cu punct din valorile date de formulele (18) și (19), cu parametrul u_1 ca variabila independentă. Această metodă este, însă, prea puțin exactă.

Pentru punctul de lucru $P\ (E_n, u_n)$ tangenta $\frac{du}{dE} = 0$, iar $u_1 = \left(\frac{1}{a \cdot c \cdot r}\right)^{\frac{1}{a-1}}$. Substituindu-se această

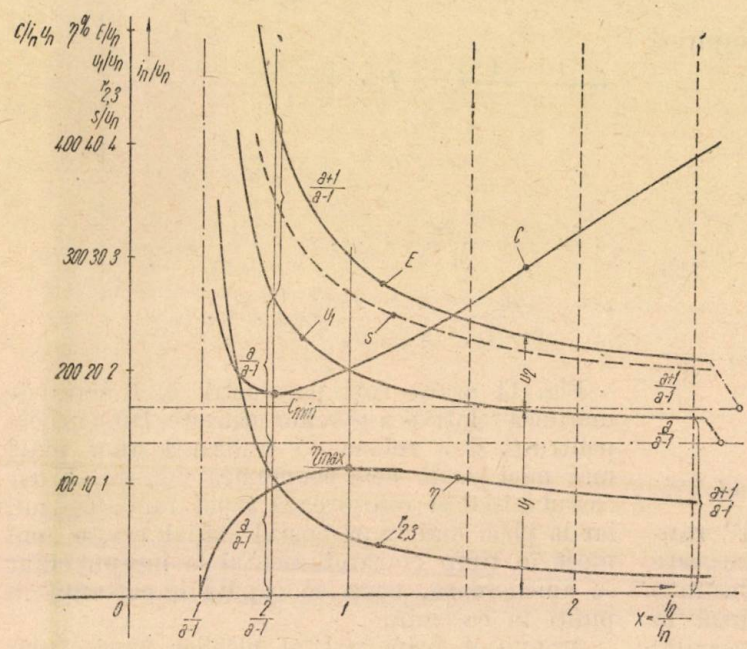


Fig. 11. Parametrii punții de stabilizare cu două brațe neliniare, în funcție de mărimea relativă a plăcilor utilizate ($p = 1$).

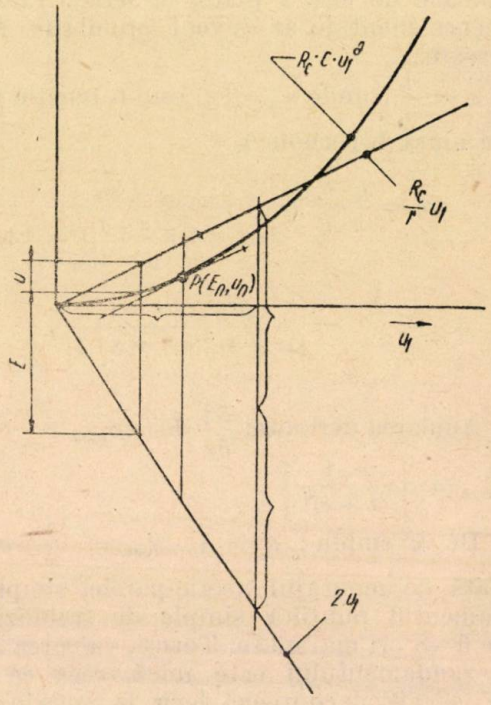


Fig. 12. Eliminarea grafică a parametrului u_1 din $u_1 = f(u_1)$ și $E = f_2(u_1)$.

Cea mai exactă (însă destul de laborioasă) metodă pentru determinarea factorului K_u pentru o punte de stabilizare cu parametri cunoscuți constă în calcularea numerică a valorilor $u = f_1(u_1)$ și $E = f_2(u_1)$ după formulele (18) și (19), ca și mai sus, însă intercalîndu-se între valorile E deja obținute, altele (apreciindu-se u_1) pînă cînd se nimerește la $E_n + \Delta E$ și $E_n - \Delta E$ (date). Valorile corespunzătoare u furnizează $\Delta u = u_n - u$ iar K_u se poate calcula. Calculele se fac în mod practic sub formă de tabel, renunțîndu-se la orice grafic.

Este, însă cu putință a se predetermina mărimea relativă a plăcilor $\left(x = \frac{i_0}{i_n}\right)$, necesară pentru obținerea unui factor de stabilizare K_u dorit, determinîndu-se ulterior toți parametrii punții de stabilizare (r, s, E etc.) din valoarea x aflată. Din

$$\frac{du}{du_1} = R_c\left(\frac{1}{r} - a \cdot c \cdot u_1^{a-1}\right) \quad \text{și} \quad \frac{dE}{du_1} =$$

$$= 2 - R_c\left(\frac{1}{r} - a \cdot c \cdot u_1^{a-1}\right) \qquad (20)$$

se obține:

$$\frac{du}{dE} = \frac{R_c - a \cdot c \cdot r \cdot R_c \cdot u_1^{a-1}}{2r - R_c + a \cdot c \cdot r \cdot R_c \cdot u_1^{a-1}}. \qquad (21)$$

valoare în formulele (18) și (19) rezultă:

$$u_n = \frac{(a-1) \cdot R_c}{c^{\frac{1}{a-1}} (a \cdot r)^{\frac{1}{a-1}}}$$

și

$$E_n = \left(\frac{1}{a}\right)^{\frac{1}{a-1}} \left[2 - \frac{(a-1)}{a} \cdot \frac{R_c}{r}\right] \cdot \left(\frac{1}{c \cdot r}\right)^{\frac{1}{a-1}}. \qquad (22)$$

Variațiile tensiunii de alimentare $\pm E$ rareori depășesc $+10\%$ și -15%. In acest caz, raza de curbură a curbei $u(f)E$ poate fi considerată ca practic constantă în tot domeniul $E \pm \Delta E$ și egală cu ρ din punctul de funcționare (E_n, u_n), iar factorul $K_u = \frac{\Delta E}{E} : \frac{\Delta u}{u} =$

$= f\frac{u_n}{\Delta u}$ se poate determina analitic în funcție de variația tensiunii de alimentare (f), de calitatea plăcilor (a) și de mărimea lor relativă (x).

Din fig. 13 reiese $(\Delta E)^2 = \Delta u\ (2\rho - \Delta u)$; $\Delta u = \rho - \sqrt{\rho^2 - \Delta E^2}$

$$\rho = \frac{(1 + y'^2)^{\frac{3}{2}}}{y''} = \frac{(1+u')^{\frac{3}{2}}}{u''}; \quad (\rho)u' = 0 = \frac{1}{u''}.$$

Notînd numărătorul din formula (21) cu U, iar numitorul cu V, putem scrie :

$$u'' = -\frac{d^2u}{dE^2} = \frac{d}{dE}\left(\frac{du}{dE}\right) = \frac{d}{du_1}\left(\frac{du}{dE}\right)\cdot\frac{du_1}{dE}$$

(v. formula 20);

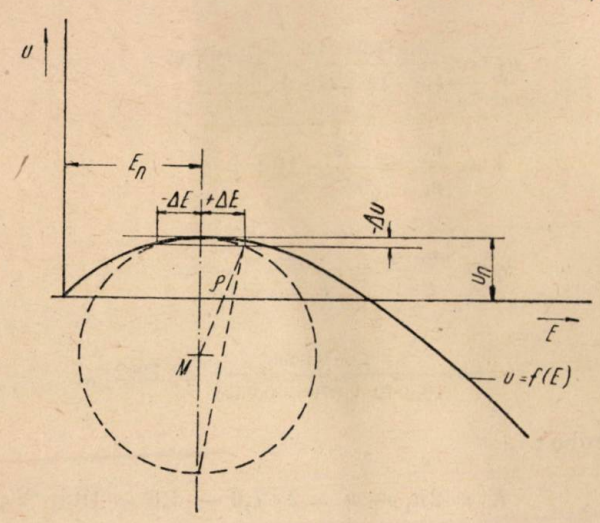


Fig. 13. Determinarea factorului k_u din raza de curbură.

$$u'' = \frac{[-UV^{-2}(a-1)\cdot a\cdot c\cdot r\cdot R_c\cdot u_1^{a-2} - V^{-1}(a-1)a\cdot c\cdot r\cdot R_c\cdot u_1^{a-2}]\cdot r}{2r-(R_c - a\cdot c\cdot r\cdot R_c\cdot u_1^{a-1})};$$

$$u'' = -\frac{2(a-1)\,a\cdot c\cdot r^3\cdot R_c\cdot u_1^{a-2}}{V^3};$$

unde

$$u_1 = \left(\frac{1}{a\cdot c\cdot r}\right)^{\frac{1}{a-1}}$$

$$\rho = \frac{1}{u''} = -\frac{V^3}{2(a-1)\,a\cdot c\cdot r^3\cdot R_c\cdot u_1^{a-2}}.$$

Substituindu-se pentru r formula (12), pentru R_c formula (18), pentru c formulele (4), (14) şi (1) şi amplificîndu-se $Au_0^a = i_0 = \frac{i_n}{i_n} i_0 = i_n\cdot x$, se obţine :

$$\rho = 4\,a\,r_n\cdot\frac{x^2}{(a-1)\,x-1}. \qquad (16\text{ a})$$

Curba $\rho = f(x)$ are aceeaşi alură ca şi curba costului iniţial $C = f(x)$ exprimată prin formula (16); costul iniţial este proporţional cu raza de curbură a curbei $u = f(E)$ în punctul de funcţionare.

Substituindu-se formula (22) în expresia pentru Δu, iar expresia nouă pentru Δu, astfel găsită, în $K_u = f\frac{u_n}{\Delta u}$, rezultă :

$$K_u = \frac{[(a-1)\,x-1]\cdot f}{4\,ax^2 - \sqrt{(4\,ax^2)^2 - [(a+1)\,x+1]^2\cdot f^2}} = F(f.a.x). \qquad (23)$$

Fig. 14 arata curbele respective. Examinarea formulei (23) confirmă limita inferioară pentru mărimea plăcilor (condiţia numărătorului) dedusă din formula (14), condiţia radicalului dînd o limită mai joasă pentru toate valorile a şi f practic posibile.

$$\lim_{f\to 0} K_u = \infty\ ;\quad \lim_{x\to\infty} K_u = \infty\ ;$$

$$\lim_{a\to\infty} K_u = \frac{f}{4x - \sqrt{16x^2 - f^2}}. \qquad (24)$$

Ameliorarea factorului de calitate al plăcilor ameliorează factorul de stabilizare.

Fig. 11 şi 14, desenate exact pentru un anumit fabricat (cu calitatea a) sînt cheia proiectării raţionale a stabilizatorilor de tensiune cu plăci de seleniu. Pentru un K_u dorit, la un f dat, fig. 14 dă x, iar din fig. 11 rezultă pentru acest x toţi parametrii (r,s,E), costul iniţial (C) şi randamentul (η).

Stabilizatorii executaţi confirmă întru totul teoria. Totuşi, ţinînd seama de condiţia $s = \frac{u_1}{u_0}$ = întreg şi de toleranţele de fabricaţie ale rezistenţelor liniare, se recomandă a calcula cu $u_n' = (1{,}10\ldots1{,}15)\,u_n$ şi a prevedea o rezistenţă reglabilă (cursor) $r_v = (0{,}25\ldots0{,}30)$

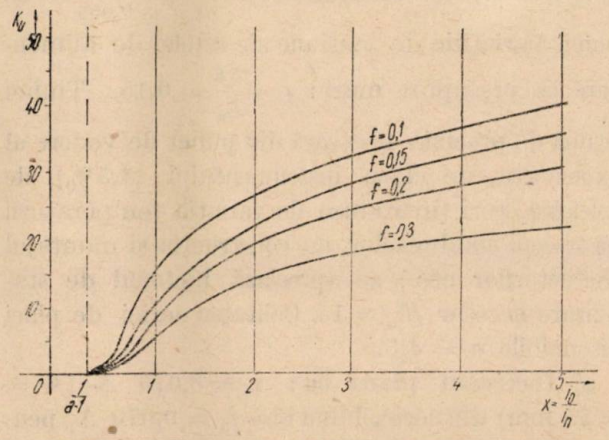


Fig. 14. $K_u = f(x)$, pentru diferite valori f la o calitate a dată.

r_n în serie cu sarcina. La fel rezistenţele r se execută practic în două părţi (0,9 r fix şi 0,2 r reglabil) pentru a avea posibilitatea unui reglaj fin.

VI. Exemplu de calcul numeric

Pentru un aparat de măsurat la distanţă o mărime neelectrică pe baza punţii Wheatstone alimentate cu curent continuu, neechilibrate,

este de executat un micro-stabilizator de tensiune, de inclus în aparat, pentru u_s (tensiunea sarcinii) = 4,2 V, i_n (curentul sarcinii) = 0,055 A~const. Fig. 15 arată montajul.

Pentru a avea posibilitatea unei potriviri fine, se ia $u_n = 1{,}1 \cdot u_s = 1{,}1 \cdot 4{,}2 = 4{,}6$ V, prevăzîndu-se o

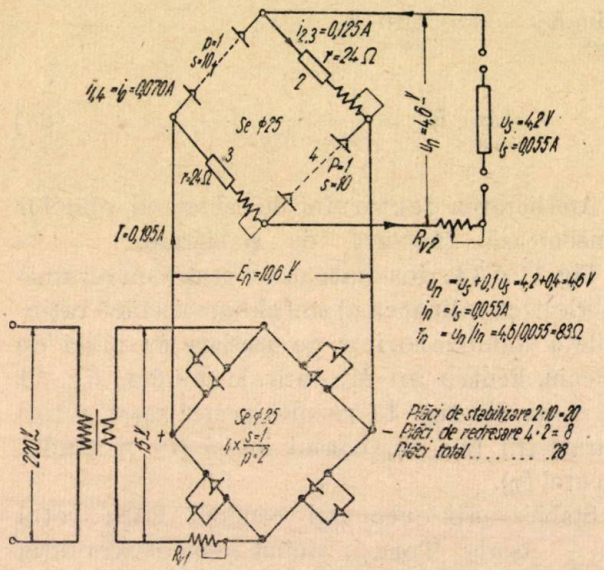


Fig. 15. Schema completă a unui microstabilizator de tensiune cu plăci de seleniu.

rezistență reglabilă $R_s 2$ în serie cu sarcina. Curentul $i_n = i_s = 0{,}055$ A, rezultînd $r_n = \frac{u_n}{i_n} = \frac{4{,}6}{0{,}055} = 83$ ohmi. Variațiile de tensiune ale rețelei de alimentare se presupun mari: $f = \frac{\Delta E}{E_n} = 0{,}15$. Ținînd seama de precizia necesară din punct de vedere al exploatării, de clasa instrumentului (1,5%), de celelalte erori (introduse de variația temperaturii pe traseul conductelor, de construcția și montajul traductorilor etc.) se apreciază factorul de stabilizare necesar $K_u = 15$. Calitatea seriei de plăci disponibile $a = 4{,}5$.

a) Încercăm placa cu: $i_0 = 0{,}075$ A (Φ = = 25 mm) din serie, luînd însă $i_0 = 0{,}070$ A, pentru a evita supraîncălzirea ei (ținînd seama de rotunjirea eventuală la un număr întreg a numărului plăcilor ce va rezulta) $x = \frac{0{,}070}{0{,}055} = 1{,}27$

$$K_u = \frac{[(4{,}5-1)\cdot 1{,}27 - 1]\cdot 0{,}15}{4\cdot 4{,}5\cdot 1{,}27^2 - \sqrt{(4\cdot 4{,}5\cdot 1{,}27^2)^2 - [(4{,}5+1)\cdot 1{,}27+1]^2\cdot 0{,}15^2}} \sim$$

$$\sim 20\ (>15).$$

Văzînd că factorul de stabilizare obținut corespunde, se calculează din formulele (12 și (15):

$$r = \frac{83}{(4{,}5-1)\,1{,}27 - 1} = 24 \text{ Ohm};$$

$$E = \frac{(4{,}5+1)\cdot 1{,}27 + 1}{(4{,}5-1\cdot 1{,}27 - 1} \cdot 4{,}6 = 10{,}6 \text{ V};$$

$$u_1 = \frac{4{,}5\cdot 1{,}27\cdot 4{,}6}{(4{,}5-1)\cdot 1{,}27 - 1} = 7{,}6 \text{ V}$$

$$s = \frac{u_1}{u_0} = \frac{7{,}6}{0{,}75} \sim 10;$$

$$\eta = \frac{u_n \cdot i_n}{E \cdot 1} = \frac{u_n \cdot i_n}{E\,(2\,i_0 + i_n)} =$$

$$= \frac{4{,}6\cdot 0{,}055}{10{,}6\cdot(2\cdot 0{,}070 + 0{,}055)} = 12{,}2\%.$$

Probe:

$$E = 2u_1 - u = 2\cdot 7{,}6 - 4{,}6 = 10{,}6 \text{ V};$$

$$u_2 = E - u_1 = 10{,}6 - 7{,}6 = 3 \text{ V};$$

$$r_{1\cdot 4} = \frac{u_1}{i_{1.4}} = \frac{u_1}{i_0} = \frac{7{,}6}{0{,}070} = 108 = ar_{23} =$$

$$= 4{,}5\cdot 24 = 108.$$

b) In vederea urmăririi cantitative a efectelor mărimii plăcii, se examinează același montaj în ipoteza că s-ar fi ales placa cu $i_0 = 0{,}275$ A (Φ = 45 mm, $u_0 \cong 0{,}7$ V), repetînd calculele cu $x = \frac{0{,}275}{0{,}055} = 5$. In acest caz se obține $K_u \geqslant 35$ (calculul necesită tabele care dau 6 cifre valabile ale logaritmului), $r = 5$ Ohm, $E = 8$ V, $u_1 = 6{,}3$ V, $u_2 = 1{,}7$ V, $s = 9$, $\eta = 5{,}2\%$ (puterea absorbită devenind apreciabilă: 4,8 W). Notînd mărimea relativă și costul inițial pentru placa cu Φ = 25 mm cu indicele 1, iar pentru placa cu Φ = 45 mm cu indicele 2, rezultă din formula (16):

$$C_2 = \frac{(a-1)\cdot x_1 - 1}{(a-1)\cdot x_2 - 1} \cdot \left(\frac{x_2}{x_1}\right)^2 \cdot C_1 = 3{,}25\ C_1.$$

La f relativ mare, costul inițial se mărește rapid, cînd este necesar un K_u mare. Din punct de vedere practic, însă un factor de stabilizare $K_u > 20$ devine în cele mai multe cazuri iluzoriu din cauza influenței variațiilor de temperatură ale mediului ambiant (fără compensare sau termostat).

c) Ridicarea experimentală a curbei $u = f(E)$ pentru stabilizatorul executat după fig. 15 conform cu rezultatele calculelor făcute sub punctul a) a dat valorile indicate în tabela 2.

Tabela 2

Curba $u = f(E)$, ridicată experimental

E V	8,00	8,75	9,50	10,50	11,50	12,50	13,75
u V	4,30	4,45	4,54	4,58	4,58	4,55	4,40

$$E_n = 11 \text{ V}; \; u_n = 4{,}58 \text{ V}; \; K_u = \frac{\Delta E}{E} \cdot \frac{u_n}{\Delta u} =$$

$$= \frac{(11{,}0 - 9{,}5) \cdot 4{,}58}{11 \cdot 0{,}04} \cong 16.$$

Faptul că factorul de stabilizare stabilit experimental era mai mic decît cel calculat, se explică prin fenomenul de histerezis. Toate calculele se bazează pe curba $i = \frac{A}{s^a} \cdot u^a$ pentru regimul staționar, la care temperatura plăcilor este în funcție de i. Stabilirea acestei temperaturi durează mult, iar la ridicarea curbei $u = f(E)$ prin mărirea treptată a tensiunii E, nu s-a așteptat decît timpul necesar citirilor.

VII. Observații finale

a) *Influența temperaturii mediului ambiant.* Calitatea plăcilor (exponentul a) variază cu temperatura (ϑ) în același sens, iar curbei $u = f(E)$ îi corespunde familia de curbe cu parametrul ϑ, arătată în fig. 16. La $\vartheta_1 > \vartheta$ punctul P cu $K_u = \infty$

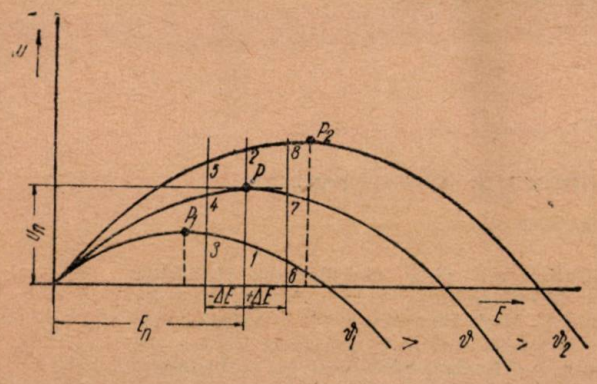


Fig. 16. $u = f(E)$ în funcție de temperatura ϑ.

se mută la P_1, iar la $\vartheta_2 < \vartheta$, punctul P se mută la P_2, adică în ambele cazuri s-ar schimba atît tensiunea E la care are loc stabilizarea cît și tensiunea stabilizată, u. In realitate E_n nu se schimbă concomitent cu temperatura. Prin urmare, la ridicarea temperaturii mediului ambiant, punctul de funcționare va fi punctul 1, iar la coborîrea temperaturii punctul de funcționare va fi punctul 2. Cînd E variază, în primul caz u va varia între punctele 3 și 6, în cel de-al doilea caz între punctele 5 și 8. In ambele cazuri, chiar la $E_n = \text{const}$ tensiunea de stabilizat u s-a schimbat, iar la $E_n \pm \Delta E$ nu există nici un fel de stabilizare la tensiunea schimbată u. Rezultă că stabilizatorul cu plăci de seleniu nu poate fi folosit decît cu condiția ca efectele descrise să fie neglijabile, adică cînd variațiile de temperatură ale mediului ambiant se mențin în limite strînse în jurul unei temperaturi nominale ϑ_n la care a fost ridicată caracteristica statică a plăcilor utilizate și pentru care s-a proiectat stabilizatorul.

b) *Comparație cu stabilizatorul ferorezonant.* Performanța stabilizatorului ferorezonant depinde de variațiile de frecvență ale rețelei. Făcîndu-se abstracție de rețele mici (alimentate de uzine electrice proprii ale unor întreprinderi etc), la care frecvența uneori variază foarte mult, variațiile de frecvență admise de „Prescripțiile de exploatarea tehnică a centralelor și rețelelor electrice" § 1 077 [3] sînt $50 \pm 0{,}5$ Hz. La cei mai buni stabilizatori de tipul ferorezonant [2] unei variații de frecvență de $\pm 1\%$, îi corespunde o variație a tensiunii stabilizate de $\pm 1{,}5\%$. Prin urmare la $\Delta \text{Hz} = \pm 0{,}5$ Hz sau $\Delta \text{Hz}\% = \pm 1$ avem $\Delta u\% = \pm 1{,}5$.

La stabilizatori cu plăci de seleniu s-a constatat experimental, că u scade cu 10% cînd ϑ se ridică de la + 20°C la + 60°C. Prin urmare $\Delta u\%/°\text{C} = \frac{10}{60-20} = 0{,}25$.

Deci, variația maximă de temperatură $\Delta \vartheta$ la care performanța stabilizatorului cu plăci de seleniu echivalează cu aceea a stabilizatorului ferorezonant, la variațiile de frecvență admise, este: $\pm \Delta \vartheta = \frac{1{,}5}{0{,}25} = \pm 6°\text{C}$ (de exemplu între + 15°C și + 27°C).

c) *Concluzii.* Microstabilizatorul de tensiune cu plăci de seleniu (pînă la o putere stabilizată de 1 W), fiind ușor de calculat și realizabil cu material din comerț, pentru un factor de stabilizare K_u între 10 și 30, este mai ieftin, cîntărește mai puțin și ocupă mai puțin spațiu decît orice alt tip de stabilizator de tensiune,

este independent de frecvența rețelei, însă are un inconvenient mare: dependența de temperatura mediului ambiant care limitează folosirea lui la aparate montate în încăperi în care temperatura nu variază mult. Un termostat înlătură acest inconvenient, însă totodată și superioritatea acestui tip de stabilizator în ceea ce privește costul inițial, greutate și spațiul necesar. Imbunătățirea continuă a calității plăcilor cu seleniu (adică a exponentului a accentuează toate avantajele (formula 24), însă problema autocompensației parametrice a influenței temperaturii mediului ambiant rămîne deocamdată o temă de inovație de rezolvat.

Bibliografie:

[1] *Goldreer*: Stabilizatori de tensiune, Gosenergoizdat, 1952.
[2] * * *: Stabilizatori de tensiune ferorezonanți, Prospect U.R.S.S., nr. 3901.
[3] * * *: Prescripții de exploatare tehnică a centralelor și rețelelor electrice, Editura de Stat 1954, § 1077.
[4] *Stupeli F. A.*: Relee de protecție și automatizare, Gosenergoizdat, 1948.
[5] *Roosevelt Griffith*: Termostate și instrumente pentru reglajul temperaturii, Londra, 1951.
[6] *Henisch H. K.*: Redresori metalici, Oxford, 1949.
[7] *Suchet I.*: Amplificare și stabilizare, Mesures et Control Industriel, 1953, august — octombrie.
[8] *Mazel K. B.*: Redresorii și stabilizatorii de tensiune, Gosenergoizdat, 1951.
[9] *Caganov L. I.*: Mutatori electronici și ionici, M.E.E.I.E., 1952.
[10] *Steru M.*: Procedeu de selectivizare, Bul. Științific al Acad. R.P.R., tom. IV. nr. 4/1952.
[11] * * *: Manual de electrotehnică, Gosenergoizdat, 1952.
[12] *Ghinsburg S. A.*: Teorema despre cuadripolul nelinlar Electricestvo, nr. 9/1950.

Anexă la fig. 1

Curba nr.	Materialul rezistenței	a		R_{static}		N	
		real	teoretic	$f_1(U)$	$f_2(I)$	$F_1(U)$	$F_2(I)$
1	manganina	~ 1	$+1$	const.	const.	crește	crește
2,2	2—filam. cărbune	1,25	$+1 < a < +\infty$	descrește	descrește	„	„
	3-seleniu, tirit	$2 \div 6{,}2{,}5 \div 4{,}5$	$\pm\infty$	const. ($=0$)	„	const. ($=0$)	„
4	gazotron ideal		$-\infty < a < -1$	crește	„	descrește	„
5	termistor	$-2 \div -5$	-1	„	„	const.	const.
6	bareter ideal		$-1 < a < -0$	„	„	crește	descrește
7,8	7-fier-hidrogen	0,025	± 0	„	const. ($\neq 0$)	„	const. ($\neq 0$)
	8-Cu, fil. metalic	0,5	$+0 < a < +1$	„	crește	„	crește

★

МИКРОРЕГУЛЯТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ СО СЕЛЕНОВЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Резюме

Известный метод регулирования напряжения при помощи нелинейных полупроводников, сравнивается другими методами и применяется к микрорегуляторам, используя селеновые пластинки сухих выпрямителей. После установления физических и математических основ анализируются разные монтажные схемы с точки зрения параметров, себестоимости и к. п. д. Для самой подходящей схемы (симметричный мост с двумя нелинейными плечами, питаемый постоянным током) выводятся оригинальные формулы для определения практических размеров регуляторов и приводится пример расчета.

★

SPANNUNGS-MIKROSTABILISATOREN MIT SELENELEMENTE

Zusammenfassung

Die bekannte Methode der Spannungsstabilisation mit Hilfe nichtlinearer Halbleiter wird mit anderen Methoden verglichen und bei Mikrostabilisatoren, mit Verwendung der Selenelemente von Trockengleichrichtern angewendet. Nach Einordnung der Aufgabe vom physikalischen Standpunkt und Festsetzung der mathematischen Grundlagen, werden die verschiedenen Schaltungen betreffend der Leistung, des Kostenpreises und des Nutzeffektes geprüft. Für die passendste Schaltung (symetrische Brücke, mit zwei nichtlinearen Armen, mit Gleichstrom gespeist) werden originale Formeln für die praktische Dimensionierung der Stabilisatoren abgeleitet und ein numerisches Rechenbeispiel gegeben.

Fizica şi tehnica uscării cu radiaţii infraroşii a suprafeţelor lăcuite

Ing. A. BERMAN şi *Ing. A. ROTH*
Laureat al Premiului de Stat

621.384.3 :667.64.047.355

Se arată fenomenele fizice care intervin în uscarea cu radiaţii infraroşii a acoperirilor de lac, legile fizice pe care se bazează încălzirea cu radiaţii infraroşii a peliculelor de lac, modul în care decurge fenomenul de încălzire, curbele caracteristice ale acestui fenomen, precum şi metoda cu care se ridică aceste curbe. Problema este separată în cele două categorii de cazuri care intervin în practică: lacuri aplicate pe metale şi lacuri aplicate pe lemn. Se arată apoi modul de realizare practică a instalaţiilor de uscare a acoperirilor aplicate pe metale şi lemn.

Cea mai importantă întrebuinţare a radiaţiilor infraroşii în tehnica modernă este uscarea (coacerea) lacurilor şi vopselelor aplicate pe metale sau pe alte materiale. Pentru scurtarea procesului de uscare s-a introdus, de multă vreme în tehnică, accelerarea evaporării solventului prin încălzire. Astăzi, pentru încălzirea stratului de lac sau vopsea, tehnica foloseşte din ce în ce mai mult, pe lîngă calea veche a încălzirii cu aer cald şi calea nouă a încălzirii prin radiaţii.

Prima cale — încălzirea prin convecţie — este bine cunoscută şi introdusă de multă vreme în tehnică. A doua — încălzirea prin radiaţie — a fost introdusă în tehnică numai pentru domeniul temperaturilor înalte (bolţile cuptoarelor) şi de abia în ultimul deceniu, prin dezvoltarea izvoarelor de radiaţii infraroşii a început să pătrundă şi în domeniul temperaturilor medii (exemplu uscare). Uscarea prin radiaţii a pătruns cu deosebit succes în domeniul uscării suprafeţelor lăcuite, domeniu în care—prin natura fenomenelor fizice pe care le produce această metodă— s-a dovedit a fi mult superioară uscării prin convecţie.

I. Încălzirea prin convecţie

In procesul de încălzire prin convecţie, căldura se transmite numai suprafeţei lacului, deoarece aerul cald nu poate pătrunde în masa stratului de lac. De la suprafaţa stratului de lac, căldura se transmite în masa acestuia numai prin conductibilitatea materialului. Din cauza conductibilităţii, în general reduse, a stratului de lac sau vopsea, egalizarea temperaturii exteriorului şi interiorului stratului se produce încet, pe suprafaţa acestuia menţinîndu-se o temperatură mai ridicată, iar în masa şi pe suprafaţa adiacentă suportului o temperatură mai scuzută. Ca urmare a gradientului de temperatură astfel creat, stratul de lac începe să se „întărească" *de la suprafaţă spre interior*. Pe suprafaţă se produce o peliculă întărită (crustă) care împiedică apoi ieşirea solventului din interiorul stratului de lac. Urmarea acestui fenomen este formarea unor băşici şi crăpături pe suprafaţa stratului de lac, proces care face cîteodată inutilizabilă lăcuirea. Efectul este cu atît mai puternic cu cît temperatura se ridică mai mult, accelerarea uscării prin convecţie făcîndu-se în detrimentul calităţii şi a aspectului acoperirii.

2. Încălzirea prin radiaţie

Procesul de uscare a unui strat de lac decurge cu totul altfel dacă în locul convecţiei se foloseşte metoda de încălzire prin radiaţie.

O parte din radiaţiile incidente pe suprafaţa stratului de lac, radiaţii provenite, de exemplu, de la filamentul incandescent al unei lămpi infraroşii, pătrund în masa stratului de lac. Datorită grosimii reduse a stratului de lac, cel puţin o parte din radiaţii străbat stratul şi ajung la suportul acoperirii. In masa stratului de lac partea absorbită a radiaţiilor se transformă în căldură pe măsură ce se absoarbe. Deoarece absorbţia se produce după conoscuta lege exponenţială

$$I = I_0 . e^{-kd},$$

în care I_0, respectiv I, reprezintă iradiaţia la pătrunderea radiaţiilor în corp, respectiv la adîncimea d, se vede că la încălzirea prin radiaţie căldura „se naşte" în interiorul stratului iradiat. Prin aceasta se produce nu numai o încălzire mai uniformă dar şi mai rapidă în întreaga masă a stratului de lac. Procesul poate fi astfel condus încît printr-o absorbţie puternică a suportului stratului de lac, partea interioară (dinspre suport) a stratului să se încălzească mai repede şi mai puternic decît cea exterioară. Astfel procesul de uscare se face *din interior spre exterior* şi solventul poate părăsi stratul de lac fără pericol de formare a băşicilor şi crăpăturilor ce intervin în cazul uscării accelerate prin convecţie.

Izvoarele de radiaţii se caracterizează prin distribuţia spectrală a radiaţiilor emise şi iradiaţia produsă de ele, caracteristici care influenţează gradul de încălzire produs de aceasta în corpurile expuse radiaţiilor lor.

Prin *distribuţie spectrală* se înţelege proporţia în care se repartizează energia radiantă la diferitele lungimi de undă din spectru datorită specificului radiatorului şi ambianţei lui. Distribuţia spectrală a radiaţiei se exprimă în general sub formă relativă. După cum se ştie, fiecărui radiator incandescent îi corespunde o

curbă de emisie continuă, caraterizată printr-un maxim a cărui mărime şi poziţie în spectru este funcţie de materialul radiatorului şi de temperatura lui. De obicei în reprezentarea distribuţiei spectrale relative, valoarea acestui maxim se consideră ca unitate iar emisiile corespunzătoare ale lungimi de undă se exprimă ca fracţiuni din aceasta [6, pag. 232]. Din punct de vedere al distribuţiei spectrale, radiatoarele de infraroşu pot fi „luminoase" sau „întunecate". Primele emit relativ multă lumină (lămpi cu incandescenţă prin radiaţii infraroşii) avînd emisia maximă situată la lungimi de undă de 1—1,2 μ. Cele „întunecate" au acest maxim situat între 2 şi 8μ. Se poate spune că distribuţia spectrală a radiaţiilor emise caracterizează izvorul din punct de vedere calitativ.

Pentru a caracteriza cantitativ energia utilă pentru încălzirea corpului iradiat, este necesară cunoaşterea energiei radiaţiilor incidente pe suprafaţa corpului. Această caracteristică se indică prin *iradiaţie*, exprimată în general în W/cm². Iradiaţia într-un punct al unei suprafeţe depinde de repartiţia în spaţiu a radiaţiilor izvorului şi de situaţia acestui punct faţă de izvor. Astfel iradiaţia într-un punct al unei suprafeţe normale pe axa unei lămpi pentru radiaţii infraroşii depinde de distanţa suprafeţei de la calota lămpii şi de distanţa punctului de la axa lămpii. Datorită repartiţiei în spaţiu a radiaţiilor unei astfel de lămpi iradiaţia în punctul considerat scade atît cu mărirea distanţei suprafaţă-calota lămpii, cît şi cu cea punct-axa lămpii.

3. Procesul fizic al încălzirii prin radiaţii

Pentru simplificarea fenomenului se consideră întîi încălzirea unui strat (spre exemplu de lac) neglijînd efectele produse de suportul pe care este aplicat. Din radiaţile incidente pe suprafaţa stratului iradiat, o parte se reflectă nemai pătrunzînd în masa acestuia. Mărimea acestei părţi este determinată de felul suprafeţei (netezime, natură, culoare) şi de distribuţia spectrală a radiaţiei incidente. Partea reflectată a radiaţiei se pierde, dacă nu se redirijează pe suprafaţa corpului cu ajutorul unor suprafeţe reflectătoare (exemplu aluminiu polisat).

Partea nereflectată a radiaţiei incidente pătrunde în strat în care se absoarbe, conform legii amintite la punctul 2 pe partea opusă a stratului mai părăsesc stratul radiaţiile neabsorbite în masa lui şi nereflectate pe limita stratului (fig. 1). Partea transmisă prin strat se pierde dacă nu se redirijează asupra lui. Influenţa directă asupra încălzirii stratului o are deci partea de radiaţie absorbită (în strat) care produce izvoare „secundare" de căldură aşezate în masa acestuia, izvoare care funcţionează atîta timp cît durează iradierea stratului [1].

Mărimea părţii radiaţiei care străbate stratul este determinată de factorul de absorbţie al materialului şi de grosimea acestuia. Dacă este vorba de o placă subţire de sticlă sau alt material cu factor mic de absorbţie (exemplu policlorura de vinil) această parte va fi mare (fig. 1). Deci, temperatura stratului nu s-a

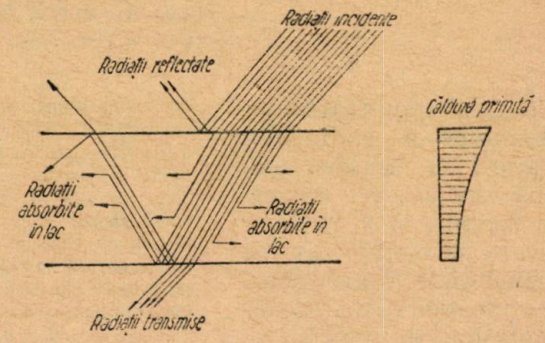


Fig. 1. Schema transmisiei radiaţiilor printr-un strat cu factor de absorbţie mic.

putut ridica prea mult. Gradientul de temperatură este şi el mic, neexistînd o diferenţă sensibilă între încălzirea unei suprafeţe şi a celeilalte (fig. 1).

Cu totul alta este repartiţia temperaturii dacă stratul iradiat are un factor mare de absorbţie (fig. 2); acest caz intervine, de exemplu, dacă stratul este vopsit prin adăugarea unor pigmenţi în masa sa. In acest caz — la limită—în masa stratului radiaţia se absoarbe complet înainte de a ajunge la cealaltă margine a stratului (fig. 2). Pe măsură ce radiaţia pătrunde mai

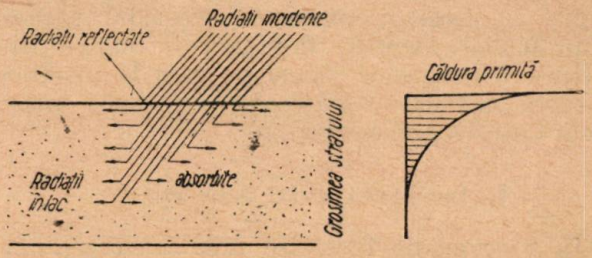


Fig. 2. Schema absorbţiei radiaţiilor într-un strat cu factor de absorbţie mare.

adînc în masa acestuia, partea remanentă este din ce în ce mai mică, pînă ce la o anumită adîncime întreaga radiaţie este (practic) absorbită. Astfel, suprafaţa iradiată îşi ridică mult temperatura, iar gradientul de temperatură este foarte mare, partea opusă a stratului rămînînd practic neîncălzită (fig. 2).

4. Încălzirea acoperirilor

Procesul de încălzire. In cazul unui strat de lac aplicat pe o tablă este vorba de un corp cu două strate foarte diferite în ceea ce priveşte comportarea lor la radiaţii.

Dacă stratul de lac este puternic absorbant — conţinînd pigmenţi — radiaţiile produc o repartiţie de temperatură de felul celei arătate în fig. 2, suportul metalic nejucînd nici un rol.

Dacă stratul de lac lasă să treacă o parte din radiații (cazul din fig. 1) în procesul de încălzire a acoperirii de lac joacă un rol important și suportul pe care este aplicat aceasta. Urmărirea procesului care intervine într-un astfel de strat trebuie făcută separat pentru

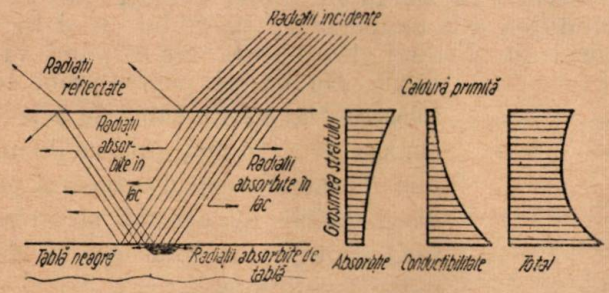


Fig. 3. Schema încălzirii unui strat de lac aplicat pe un suport puternic absorbant.

cele două cazuri—extreme—ce pot interveni: lac aplicat pe un suport puternic absorbant (exemplu tabla neagră) și lac aplicat pe un suport puternic reflectant (exemplu tablă de aluminiu lustruită) [2].

Dacă lacul absoarbe puțin (cazul lacului incolor în strat subțire) și suportul este puternic absorbant, intervine cazul, foarte interesant în tehnică, în care pe limita lac-suport se produce mult mai multă căldură decît în stratul de lac însăși, formîndu-se o repartiție de temperatură cu o temperatură mai ridicată pe marginea internă a stratului decît pe cea externă, în interiorul stratului existînd un minim (fig. 3).

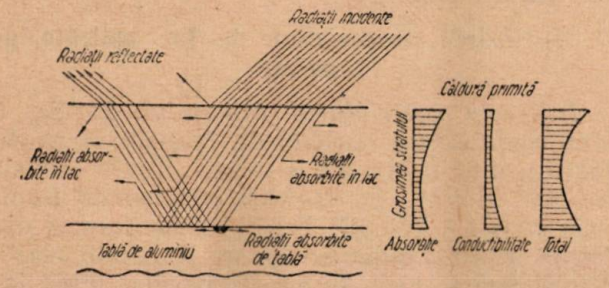


Fig. 4. Schema încălzirii unui strat de lac aplicat pe un suport puternic reflectant.

Curba de încălzire a stratului rezultă din compunerea celor două curbe: cea de încălzire prin conductibilitate de la suport (fig. 3). Incălzirea lacului intervine în acest caz în toată masa sa și anume din interior spre exterior și duce la o uscare rapidă și de bună calitate a acoperirii.

Dacă nu intervine o absorbție puternică nici în lac și nici pe suport, stratul se va încălzi (fig. 4) puțin și temperatura stratului rămîne scăzută deși corpul este iradiat. Este vorba de cel mai defavorabil caz care poate interveni in tehnica încălzirii prin radiații, în care există posibilitatea ca uscarea să fie insuficientă sau efectul iradierii să fie practic nul. In astfel de cazuri mai există eventual posibilitatea de corectare a fenomenului prin deplasarea lungimii de undă maximă (modificarea temperaturii radiatorului) pînă într-o regiune în care lacul are o absorbție mai puternică, deoarece lacurile

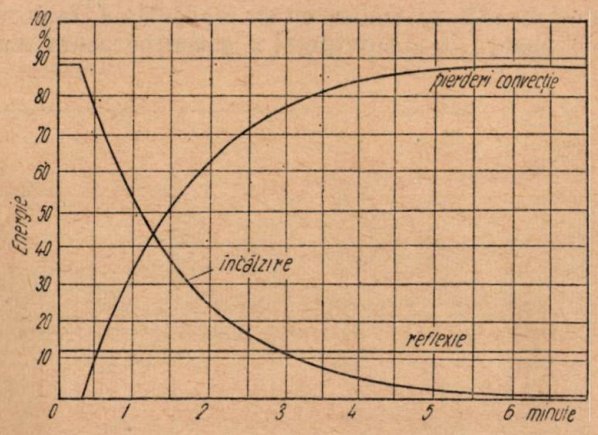


Fig. 5. Repartiția energiei în timpul încălzirii unui corp prin radiație.

care absorb slab radiațiile din domeniul vizibil și cel infraroșu apropiat, pot avea o absorbție mai puternică pentru radiațiile din domeniul infraroșu îndepărtat (peste 5).

Curba de încălzire. Bilanțul energetic al încălzirii prin radiații arată că energia primită din corp se împarte în cea reflectată pe suprafața corpului, cea folosită de corp pentru încălzirea sa și cea pierdută de corp prin contactul cu mediul înconjurător.

Partea reflectată (12% în exemplul din fig.5) este constantă în tot timpul încălzirii corpului dacă factorul de reflexie nu se modifică (o excepție cuprul, fig. 6). Restul (în fig. 5—88%) pătrunde în corpul iradiat unde se absoarbe și se transformă în căldură. Această situație se menține constantă pînă ce temperatura corpului atinge pe cea a aerului înconjurător. La continuarea încălzirii corpului încep să intervină pierderile de căldură în contact cu aerul (convecție) și dacă temperatura corpului se ridică mai mult și cele prin radiație. Aceste pierderi cresc cu ridicarea temperaturii, deci energia rămasă disponibilă pentru încălzirea corpului va fi din ce în ce mai mică. Astfel de exemplu, pierderile prin convecție se ridică după un minut la 34%, care împreună cu cele 12% pierderi prin reflexie fac ca energia disponibilă pentru încălzirea corpului să rămînă numai de 54%. După 7 minute, pierderile prin convecție ajung la 88%, deci nu mai rămîne disponibil nimic pentru ridicarea în continuare a temperaturii corpului. In acest moment corpul a atins temperatura maximă (de regim) la care întreaga energie se consumă prin reflexie și convecție (eventual reradiare).

Conform relațiilor stabilite teoretic [3] și verificate practic, temperatura maximă T_m la care poate ajunge un corp iradiat este :

$$T_m = T_a + \frac{\alpha \cdot I}{\lambda} .$$

deci cu atît mai mare cu cît iradiația I, factorul de absorbție al suprafeței α și temperatura ambiantă T_a sînt mai mari și cu cît pierderile față de mediul înconjurător λ sînt mai mici.

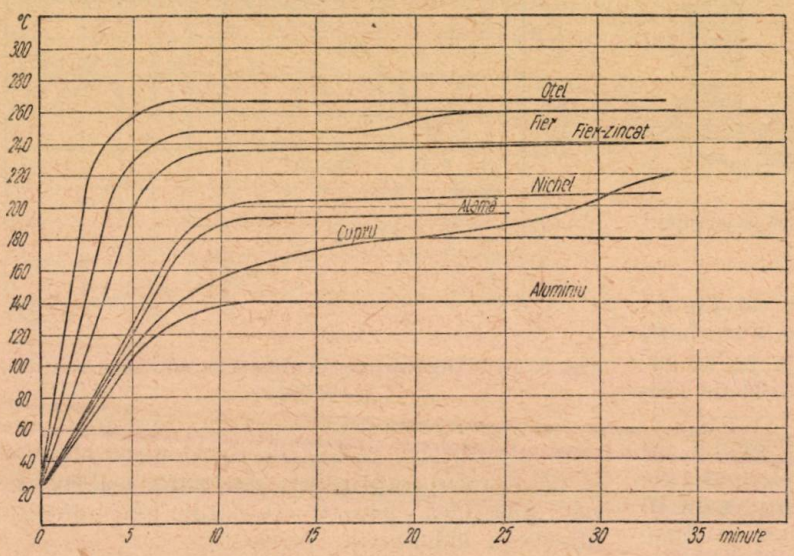


Fig. 6.Curbele de încălzire a unor probe de diferite metale și aliaje supuse iradierii. [9]

Din bilanțul energetic arătat, rezultă [3] că temperatura după timpul t de iradiere este :

$$T = T_m - (T_m - T_a)\, e^{-Bt},$$

în care B este o constantă ce depinde de raportul dintre suprafața iradiată și cea totală, de pierderile prin conductibilitate și convecție, de căldură specifică a corpului și de grosimea stratului iradiat.

Ridicarea curbei de încălzire. Pentru ridicarea curbei de încălzire se măsoară cu ajutorul unui termoelement aplicat pe dosul unei bucăți din corpul de studiat (exemplu tablă) temperatura corpului în funcție de timp, din momentul în care acesta a început să fie iradiat. Se ridică astfel curba temperatură-timp pînă ce ajunge la palierul corespunzător temperaturii maxime. Pentru determinarea influenței modificării absorbției — de exemplu — se repetă proba cu un corp identic dar cu suprafața diferită (lăcuită, lustruită etc.) păstrînd absolut aceeași iradiație. Acest lucru este posibil prin folosirea aceleiași lămpi, așezată la aceeași distanță de probă -și păstrînd constantă tensiunea față de alimentarea lămpii. Pentru alimetarea influenței supărătoare a modificării temperaturii ambiante în timpul executării probei, proba nu se așază într-o etuvă închisă (a cărei temperatură ar putea fi influențată de lampă) ci se montează liber, într-o încăpere. In acest caz temperatura mediului poate fi considerată constantă în timpul ridicării unei curbe de încălzire, dacă se evită și curenții puternici de aer în încăpere, curenți care pot modifica atît temperatura mediului cît și factorul de pierderi de căldură ale corpului încălzit. De obicei, pentru probe se folosesc bucăți de tablă de 5 × 5 cm sau 10 × 10 cm, grosime de un mm. Termoelementul se fixează pe dosul plăcii în centrul acesteia, fiind protejat în felul acesta de radiațiile directe.

Dacă în loc de influența absorbției se studiază influența variației iradiației, încercările se fac cu ajutorul unei probe cu o suprafață cu factor de absorbție cît mai apropiat de unitate (de exemplu o tablă acoperită cu o peliculă de lac negru mat). Lacul trebuie să reziste la temperaturi de cîteva sute de grade fără a-și arde s-au a-și schimba factorul de absorbție. Iradiația sa variază prin schimbarea distanței radiatorului (lămpii) față de corp sau prin folosirea unor radiatori de diferite puteri.

5. Incălzirea acoperirilor de lac aplicate pe metale

Influența materialului suportului. In fig. 6 sînt reprezentate curbele de încălzire ale tablelor din diferite metale și aliaje. Toate curbele au fost ridicate în aceleași condiții de iradiație ($I = 1{,}5$ W/cm²) izvorul fiind format din lămpi pentru radiații infraroșii „luminoase". După cum se vede în fig. 6, imediat după începerea iradierii, temperatura probelor crește repede, după un anumit timp viteza de încălzire se micșorează atingînd apoi starea de regim (T_{max}). Deși probele au fost de aceleași dimensiuni și iradiația era identică, temperatura maximă la care au ajuns diferitele probe este foarte diferită de la un material la altul [4], [5]. In timp ce tabla de aluminiu nu a ajuns decît la 140°C, cea de oțel întrece 260°C, celelalte metale situîndu-se între aceste limite. Aceste diferențe în T_{max} sînt datorite diferențelor dintre factorii de absorbție ai metalelor supuse încercării. T_{max} poate fi folosit, deci, pentru a exprima mărirea relativă a absorbției totale pentru radiațiile de anumită distribuție spectrală, provenite de la un izvor dat. Trebuie remarcată comportarea cuprului a cărei curbă

pare să aibă tendința de a ajunge la T_{max} în jurul a 180 °C, ca apoi să aibe tendința de a ajunge la T_{max} de abia la 220°C. Explicația fenomenului o constituie modificarea factorului de absorbție din cauza formării unui strat de oxid pe suprafața piesei. Fierul prezintă un fenomen de același fel.

Din cele de mai sus rezultă că în cazul încălzirii prin radiație a unor piese acoperite cu un strat de lac cu factor mare de transmisie (fig. 1) nu este indiferent dacă piesele sînt de aluminiu sau de fier. In primul caz intervine încălzirea în felul indicat în fig. 4, iar în cel de al doilea, ca în fig. 3.

Influența grosimii tablei. In fig. 7 sînt reprezentate curbele de încălzire ale unor probe

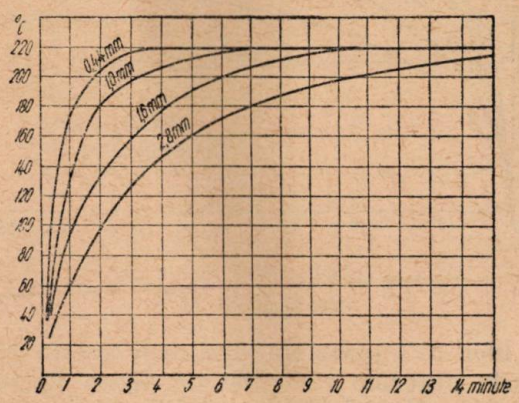


Fig. 7. Curbele de încălzire a unor probe de diferite grosimi [5].

de tablă de diferite grosimi, avînd toate aceeași arie și suprafața înnegrită cu lac (factor de absorbție 0,86). Iradiația a fost 0,775 W/cm^2.

Se observă că toate probele ating aceeași temperatură maximă, indiferent de grosimea lor [6], [7], [8] și [9]. Timpul după care temperatura ajunge la cea maximă diferă însă de la o probă la alta. In timp ce proba de 0,44 mm grosime atinge temperatura maximă după 3 minute, cea de 1,0 mm ajunge la această temperatură numai după 6 minute, cea de 1,6 mm după 10 minute, iar cea de 2,8 mm de abia peste 15 minute. Această diferență provine din faptul că deși căldura produsă în unitatea de timp în stratul de lac este aceeași în cele patru cazuri, ridicarea temperaturii este mai înceată la proba mai groasă deoarece încălzirea acesteia necesită o cantitate de căldură mai mare decît a celei mai subțiri.

Ca o consecință practică rezultă că un strat de lac aplicat pe o tablă subțire și încălzit prin radiații va ajunge la temperatura de uscare într-un timp foarte scurt, deci se va usca foarte repede, în timp ce pentru straturile de lac aplicate pe piese grose (exemplu de fontă) vor fi necesare durate mai mari de uscare [10]. In astfel de cazuri pentru mărirea vitezei de uscare este necesară mărirea iradiației (fig. 9), cel puțin în perioada de ridicare a temperaturii.

Influența compoziției lacului. Diverse lacuri se comportă diferit față de iradiere [11] [12] [13]. Din acest punct de vedere se comportă diferit unele de altele nitro-lacurile, lacurile pe bază de ulei și cele pe bază de rășini sintetice.

Nitro-lacurile se întăresc exclusiv prin evaporarea solventului lor fără a necesita coacere. Evaporarea solventului se produce la aer, la temperatura ambiantă în cîteva minute. Procesul uscării poate fi accelerat și aici prin încălzire dar în practică această accelerare nu este necesară, deoarece durata de uscare este oricum foarte scurtă.

Lacurile pe bază de ulei se întăresc datorită unei oxidări lente, fenomen chimic care nu poate fi influențat prea mult prin încălzire cu radiații infraroșii. La astfel de lacuri durata uscării poate fi scăzută prin încălzire cu radiații infraroșii cel mult la jumătate din timp, prin faptul că în acest caz uscarea se produce din interior spre exterior, deci formarea unei pojghițe superficiale nu întîrzie uscarea straturilor interne, ele nefiind izolate de aer.

Intărirea lacurilor de rășini sintetice se produce prin polimerizare, respectiv condensare, adică prin procese în care moleculele se transformă în macromolecule. La astfel de lacuri, prin iradiere se pot obține durate de uscare de 5—6 ori mai mici decît prin încălzire prin convecție, procesele chimice accelerîndu-se foarte mult.

Influența „culorii" lacului. In fig. 8 sînt reprezentate curbele de încălzire ale diferitelor

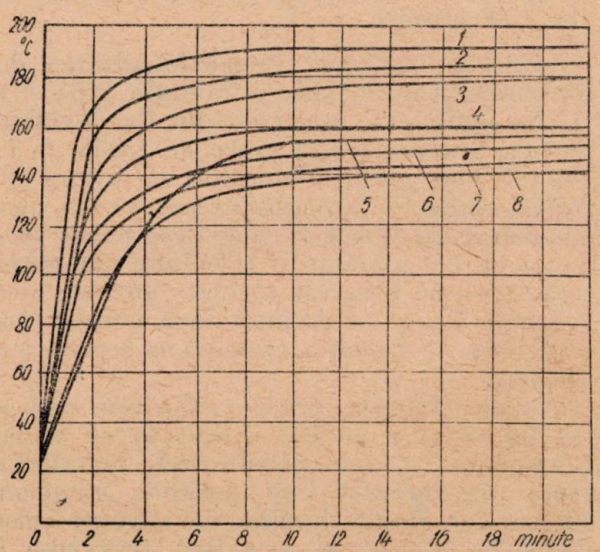


Fig. 8. Curbele de încălzire ale unor probe acoperite cu lacuri de diferite culori [5]:
1 — negru; *2* — verde; *3* — albastru; *4* — incolor; *5* — galben; *6* — alb; *7* — roșu; *8* — aluminiu.

probe (din tablă de aceeași grosime) vopsite cu lacuri de diferite culori. Iradiația la toate probele a fost 0,9 W/cm^2.

După cum se vede din fig. 8, probele ating diferite temperaturi maxime. In timp ce proba acoperită cu lac alb atinge 150°C cea cu lac negru ajunge la 190°C. Probele acoperite cu lacuri galben, albastru şi verde au ajuns la temperaturi maxime situate între acestea.

Proba vopsită cu roşu ajunge la o temperatură maximă mai mică decît cea albă. Diferenţele în temperatura maximă se explică prin diferenţa factorului de absorbţie a diverselor lacuri pentru radiaţiile incidente. In timp ce lacurile deschise reflectă o bună parte a radiaţiilor, cele închise absorb o mare parte a radiaţiilor incidente. Proba galbenă arată la începutul încălzirii o tendinţă de a ajunge la o tempertură maximă scăzută, dar nu se curbează în locul aşteptat ci creşte mai departe intersectînd curbele probelor roşu şi alb şi atinge o temperatură maximă mai ridicată decît acestea. Explicaţia acestei aluri nu poate fi decît faptul că în timpul încălzirii clorantul îşi schimbă factorul de absorbţie (culoarea se închide).

Este posibil ca [14] [15] lacuri de culori foarte apropiate, dar de compoziţii diferite, să aibă curbe de încălzire diferite, deci din curbele arătate în fig. 8 nu se poate trage o concluzie precisă asupra valorii temperaturii maxime corespunzătoare unei anumite culori (deoarece în infraroşu absorbţia poate fi diferită de cea din vizibil) şi nici asupra ordinei culorilor din acest punct de vedere. Concluzia care trebuie trasă din cele de mai sus, este inoportunitatea uscării simultane — în aceeaşi instalaţie — a pieselor acoperite cu lacuri de diferite culori, fără o prealabilă încercare dacă duratele şi temperaturile de uscare sînt propice.

Influenţa iradiaţiei. Proporţionalitatea dintre temperatura maximă şi iradiaţie [16], [17], [18] se oglindeşte în curbele din fig. 9 ridicate pe baza încălzirii unei probe de tablă de fier de 0,67 mm grosime, înnegrite şi supuse diferitelor iradiaţii. Pe curbe se pot vedea punctele măsurate şi cele calculate şi se poate vedea completa concordanţă a calculului cu experienţa. Trebuie observat că toate curbele ajung la temperatura lor maximă după acelaşi timp, indiferent de valoarea absolută a acestei temperaturi.

Probele folosite pentru ridicarea curbelor din fig. 8 şi 9 au fost executate cu izvoare „luminoase" de radiaţii infraroşii. Folosind izvoare „întunecate" este posibilă eliminarea diferenţelor dintre lacurile de diverse culori. Radiaţiile acestor izvoare sînt transmise de stratul de lac de culoare deschisă şi ajung la suportul metalic. Dacă acesta este de fier ele vor fi absorbite, dacă este de aluminiu vor fi reflectate. In felul acesta — dacă suportul este de fier — radiaţiile transmise de lac contribuie la încălzirea suportului, de la care se încălzeşte apoi şi stratul de lac. In cazul lacurilor de culori închise faptul dacă radiaţiile au lungimi de undă mai mari sau mai mici (dacă izvoarele sînt „luminoase" sau „întunecoase") nu

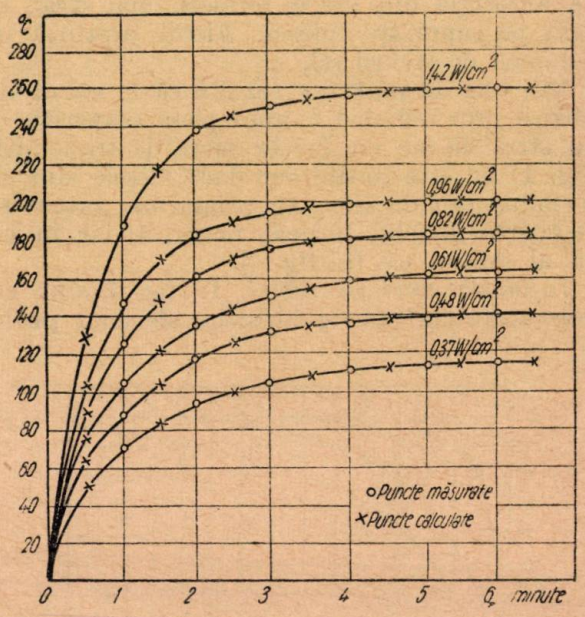


Fig. 9. Curbele de încălzire a unei probe supuse unor iradiaţii diferite [16].

are nici o importanţă deoarece aceste lacuri absorb puternic radiaţiile de toate lungimile de undă. Materialul suportului nu joacă nici un rol în acest caz, deoarece majoritatea radiaţiilor se absorb în însuşi stratul de lac. Fenomenul apare clar prin curbele din fig.10.

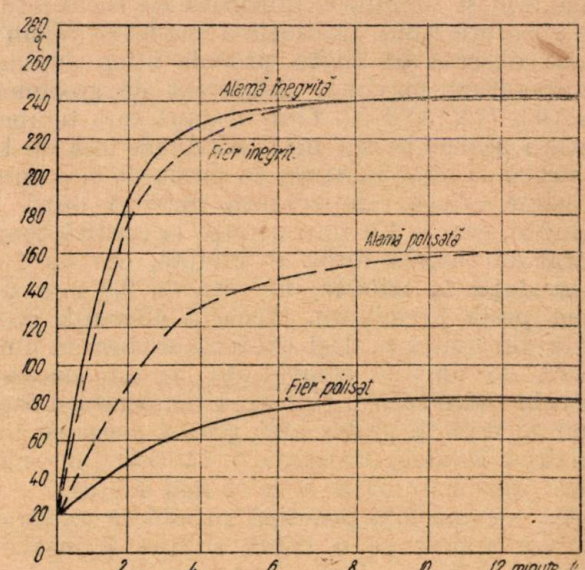


Fig. 10. Curbele de încălzire a unor probe din tablă de fier şi alamă polisate respectiv înnegrite [16].

Tablele de fier şi alamă ating aceeaşi temperatură dacă sînt vopsite în negru. Faptul că tabla de fier înnegrită ajunge la temperatura

maximă ceva mai tîrziu decît cea de alamă înnegrită se explică prin încălzirea mai lentă a fierului datorită greutăţii sale specifice şi căldurii specifice mai ridicate decît a alamei.

6. Uscarea lacurilor aplicate pe corpuri izolante (lemn)

Fenomenele care apar în cursul încălzirii sînt cu totul diferite dacă suportul acoperirii

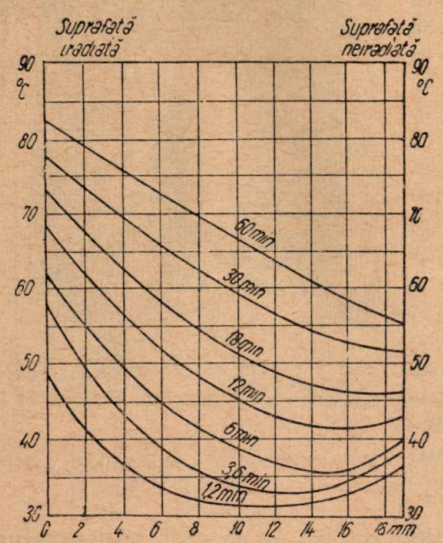


Fig. 11. Distribuţia temperaturilor în interiorul unei scînduri de stejar de 1,9 cm grosime, iradiată pe o faţă cu 2,4 W/cm² şi încălzită peste tot cu aer cald de 46°C [2].

de lac este un material izolant (exemplu lemnul) sau suportul este foarte gros. Un astfel de caz îl constituie în practică uscarea scîndurilor vopsite. Este de aşteptat că la iradierea unei feţe a unei scînduri — spre deosebire de cea a unei table — să se producă în interiorul scîndurii un gradient mare de temperatură. Faţa iradiată ajunge la o temperatură mai ridicată iar mijlocul şi faţa opusă ajung la temperaturi inferioare acesteia, aceste părţi fiind încălzite numai prin conductibilitate (respectiv prin convecţie). Temperatura se egalizează numai după o încălzire mai îndelungată. Temperatura diverselor puncte din interiorul unei scînduri de stejar de 1,9 cm grosime iradiată pe o faţă cu 2,4 W/cm² se poate vedea în fig. 11. Proba (scîndura) a fost supusă simultan cu iradierea pe o faţă şi acţiunii unui curent de aer cald de 46°C. Temperatura iniţială a probei a fost 31°C. După curbele de distribuţie a temperaturii se vede că imediat după începerea iradierii, temperatura suprafeţei se ridică repede în timp ce temperatura în mijlocul probei rămîne neschimbată un timp (curba 1,2 min). Temperatura feţii opuse se ridică şi ea primind căldură de la curentul de aer cald. Cu timpul se încălzeşte şi interiorul probei prin conductibilitate în masa lemnului. Raportul dintre temperatura feţei iradiate şi cea a mijlocului scîndurii variază în timpul încălzirii în felul arătat în fig. 12. Se vede că în primele minute acest raport creşte foarte mult, deoarece temperatura mijlocului rămîne aproape cea iniţială pe cînd cea a suprafeţei creşte foarte repede (cu atît mai repede cu cît iradiaţia este mai mare). La o iradiaţie de 0,90 W/cm² de exemplu, după un minut, temperatura suprafeţei iradiate este de 3,2 ori mai mare decît cea a mijlocului probei. In următoarele minute deşi temperatura suprafeţei creşte, raportul dintre această temperatură şi cea a mijlocului scade continuu, datorită egalizării în interiorul probei.

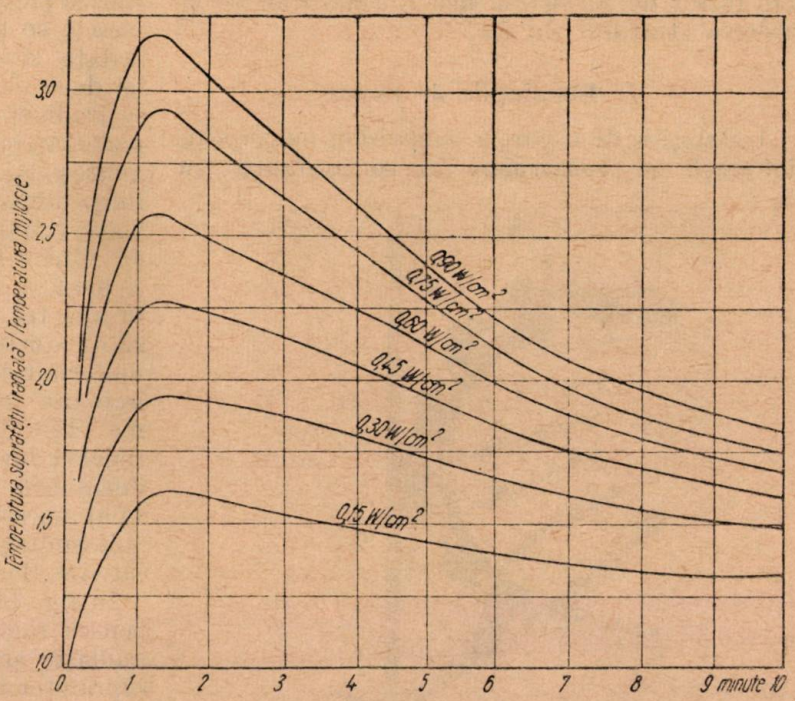


Fig. 12. Raportul dintre temperatura feţei iradiate şi cea a mijlocului probei, funcţie de durata de iradiere pentru diferite iradiaţii [2].

Rezultă că încălzirea prin radiaţii a straturilor de lac aplicate pe lemn se poate face, fie cu iradieri reduse, fie — mai bine — cu iradieri puternice dar de scurtă durată. Mersul curbelor din fig. 11 şi 12 arată că în cazul unor iradieri scurte (sub un minut) nu există pericolul încălzirii lemnului în masă, cu astfel de iradieri este posibilă încălzirea stratului de lac fără a încălzi practic şi lemnul. Efectul încălzirii de suprafaţă are avantajul că pentru acoperirea lemnului se pot folosi lacuri mai „dure" (rezistente la temperaturi mai ridicate) care dau acoperiri mai rezistente dar care încălzite prin convecţie se coşcovesc.

Pentru a evita efectele dăunătoare pe care ar putea să le aibe umezeala provenită din lemn asupra uscării stratului de lac, se procedează la o preîncălzire a suprafeţei înainte de acoperire sau la acoperirea lemnului cu un strat de

bază (grund) care se usucă la temperatura ambiantă, peste care se aplică apoi stratul de lac.

Felul lemnului are de asemenea o influență asupra uscării stratului de acoperire. Lemnul tare (exemplu fagul) se comportă mai bine din acest punct de vedere decît cel moale (exemplu bradul) formînd mai puține bule (pete) în stratul de lac. Dificultățile intervin în special în locurile cu rășină, deoarece în aceste locuri temperatura se ridică mai mult (rășina are factor de absorbție mai ridicat) ducînd la arderea stratului de lac.

7. Instalațiile de uscare

Instalațiile de uscare a acoperirilor cu radiații infraroșii se construiesc în concordanță cu

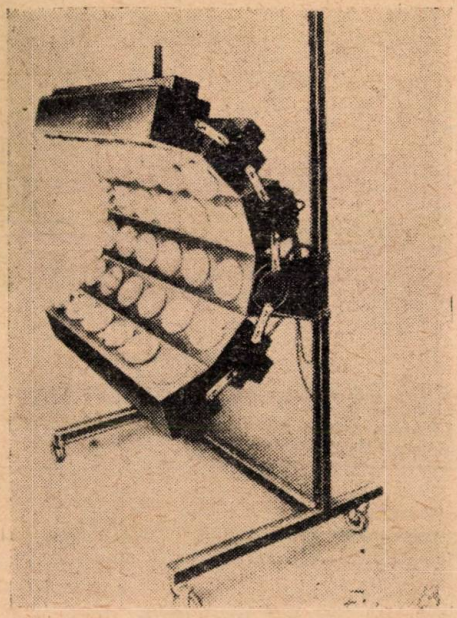


Fig. 13. Panou modelabil după forma piesei [10].

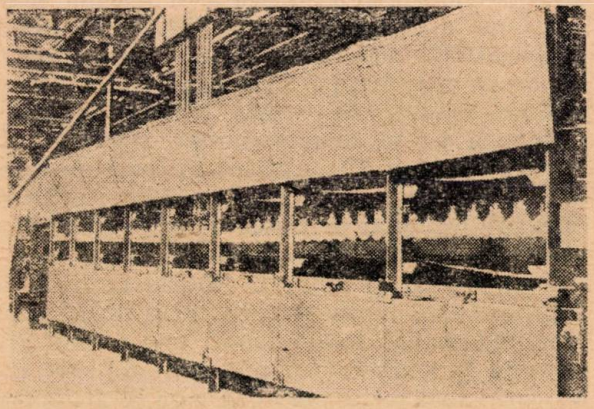


Fig. 14. Uscător cu radiații cu bandă [16].

mersul curbelor de încălzire, corespunzător uscării stratului de lac aplicat pe suportul respectiv.

Ca mod de realizare practică instalațiile de uscare pot fi statice sau dinamice; alegerea unuia sau a altui sistem depinde de cantitatea pieselor ce se usucă, de diversitatea formelor și compozițieilor și de mărimea lor [19] [20].

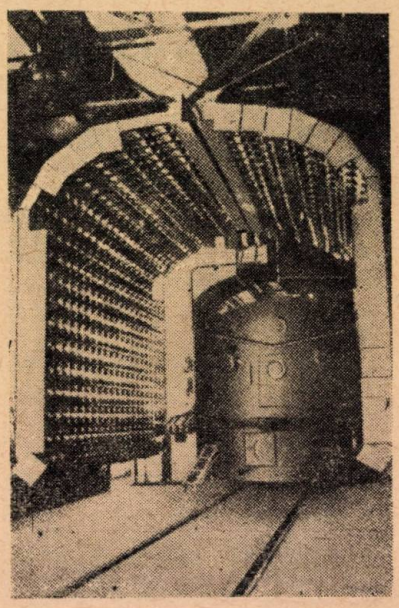


Fig. 15. Uscător cu radiații sistem funicular [19].

In instalațile statice piesa sau piesele se așază în fața izvoarelor de radiații și se iradiază pe o parte sau pe mai multe părți. Distanța dintre izvoare (lămpi) și cea dintre izvor și piesă se alege în așa fel încît să se obțină o uniformitate de iradiație maximă [17]. Materialele bune conducătoare (metale) necesită o uniformitate mai redusă decît cele rău conducătoare (lemnul, pielea).

In fig. 13 este înfățișat un panou cu lămpi pentru radiații infraroșii, foarte practic pentru iradiație statică, potrivit atît pentru iradierea suprafețelor plane cît și a celor cilindrice.

In instalațiile dinamice se mișcă, fie piesa în

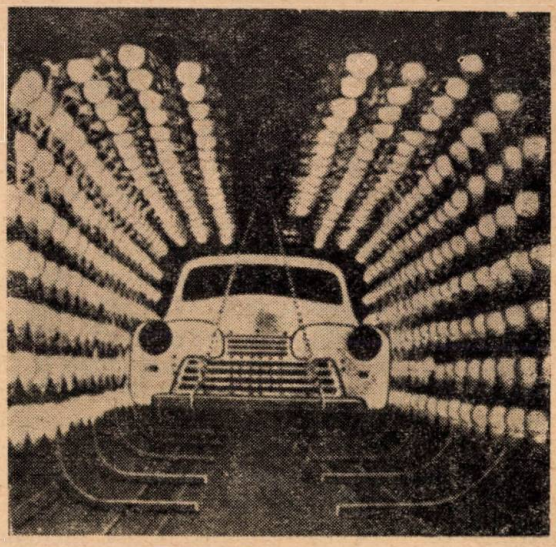


Fig. 16. Uscător cu tunel (panou) mobil [19].

fața izvoarelor, fie panoul cu lămpi. Piesele plane sînt plimbate în fața lămpilor pe benzi rulante (fig. 14) așezate orizontal iar lămpile

aşezate vertical. Pentru piese plane sau cilindrice se pot folosi uscătoare sistem funicular (fig. 15) corpurile de încălzit trecînd printre două panouri aşezate vertical sau printr-un tunel.

In cazul uscării unor acoperiri pe suprafeţe mari (exemplu vagoane, locomotive) operaţia se face cu ajutorul unor panouri sau a unui tunel cu lămpi (fig. 16) care se poate deplasa de-a lungul suprafeţei de uscat.

Concluzii

La încălzirea prin radiaţii căldura se naşte în interiorul materialului prin absorbţia radiaţiilor de către stratul de lac sau de suportul acestuia, uscarea stratului de lac se produce deci din interior spre exterior.

Dacă lacul este absorbant încălzirea lui nu depinde de suportul pe care este aplicat.

Dacă însă lacul nu absoarbe el însuşi integral radiaţiile incidente, fie din cauza factorului de absorbţie redus, fie din cauza grosimii reduse a peliculei, încălzirea stratului de lac este determinată şi de caracteristicile suportului. Cea mai mare influenţă asupra modului încălzirii o are conductibilitatea termică a suportului, încălzirea cu radiaţii infraroşii fiind foarte diferită în cazul suportului metalic de acea care intervine în cazul acoperirilor aplicate pe materiale izolante (exemplu lemnul).

In cazul suportului metalic încălzirea este influenţată de factorul de absorbţie al metalului pentru radiaţiile incidente şi de grosimea (masa) suportului. La iradiaţie constantă felul metalului suportului determină atît viteza încălzirii cît şi temperatura maximă la care poate ajunge piesa încălzită (fig. 6) în timp ce grosimea suportului nu poate influenţa decît viteza încălzirii (nu şi valoarea temperaturii maxime). Temperatura maximă şi viteza încălzirii pot fi mărite prin mărirea iradiaţiei (fig. 9).

In materialele izolante iradiate se produce — datorită conductibilităţii reduse — o supraîncălzire a feţei iradiate, egalizarea temperaturii în masă făcîndu-se foarte încet (fig. 11). Din această cauză uscarea cu radiaţii infraroşii a acoperirilor aplicate pe lemn se poate face numai cu iradiaţii mult mai reduse decît în cazul metalelor sau prin iradieri puternice intermitente de durate foarte scurte.

Bibliografie

[1] *Lohausen K. A.*: Uscarea electrică cu aer cald şi radiaţii, Elektrotechnische Zeitschrift (66) 1945, 1/2 pag. 5; 3/4 pag. 33.

[2] *Tiller F. M. şi Garber H. I.*: Incălzirea cu radiaţii infraroşii, Ind. and Eng. Chemistry (34) 1942, 7,pag. 773.

[3] *Roth A. şi Berman A.*: Metoda de proiectare a instalaţiilor cu radiaţii infraroşii, Electrotehnica nr.12/1955.

[4] *Ernst R. C. şi Schumacher E. F.*: Coacerea emailurilor cu radiaţii infraroşii, Ind. and. Eng. Chemistry (36) 1944, 12, pag. 1132.

[5] *Brugel W.*: Bazele fizice ale uscării cu infraroşu, Farbe u. Lack (56) 1950, 2, pag. 47.

[6] *Lauster F.*: Fizica şi tehnica radiaţiilor infraroşii, Elektrowarmetechnik (1) 1950, 2, pag. 37.

[7] *Ummiger O.*: Bazele fizice ale uscării cu infraroşu, Deutsche Farben-Zeitschrift (5) 1951, 3, pag. 159.

[8] *La Toison M.*: Incălzire şi uscare cu lămpi pentru radiaţii infraroşii. Ed. Eyrolles, Paris, 1952.

[9] *Deribéré M.*: Aplicaţiile practice ale radiaţiilor infraroşii, Dunod, Paris, 1947.

[10] *Hall J. D.*: Aplicaţiile industriale ale radiaţiilor infraroşii, Mc. Graw Hill, New York, 1947.

[11] *Volgmayer M.*: Uscarea lacurilor cu infraroşu, Feinwerktehnik (55) 1951, 7, pag. 70.

[12] *Landferman C. A.*: Cercetări asupra absorbţiei lacurilor Metalloberflache (3) 1949, 6, pag. 126.

[13] *Brugel W. şi Vlahos A.*: Cercetări asupra întăririi lacurilor la radiaţii infraroşii, Farbe u. Lack (58) 1952, 11, pag. 475, 12. pag. 523.

[14] *Roth A. şi Berman A.*: Incălzirea în industrie cu radiaţii infraroşii, Electricitatea nr. 12/1951.

[15] *Berman A.*: Tehnica uscării cu radiaţii infraroşii, Electrotehnica, nr. 11/1953.

[16] *Manders Th. J.*: Radiaţiile infraroşii şi folosirea lor în practica industrială, Elektrizitatsverwertung (21) 1946/7, 11, pag. 269.

[17] *Roth A. şi Berman A.*: Asupra caracterizării instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii, Electrotehnica, nr. 6/1955.

[18] *Saalmann C.*: Procese fizice în uscarea lacurilor cu radiaţii infraroşii, Korosion u. Metallschutz (19) 1943, 1, pag. 19.

[19] *Takacs P. P.*: Aplicarea uscării cu infraroşu în fabricaţia maşinilor, Gep (6) 1954, nr. 1.

[20] *Lebedev P. D.*: Uscarea cu radiaţii infraroşii, Gosenergoizdat, Moscova, 1955.

[21] ***, Uscarea cu radiaţii infraroşii a suprafeţelor acoperite cu vopsea sau lac, Automobil, nr. 5 mai 1951. pag. 38.

ФИЗИКА И ТЕХНИКА СУШЕНИЯ ЛАКИРОВАННЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ ИНФРАКРАСНЫМИ ИЗЛУЧЕНИЯМИ

Показываются физические явления которые имеют место при сушений лакированных поверхностей инфракрасными излучениями, физические законы на основе которых лежит нагревание лакированного слоя инфракрасными излучениями, как происходит явление нагревания. кривые этого явления а также метод улучшения этих кривых.

Потом вопрос разделяется на два случая встречающихся в практике; покрытия паком на металлах и покрытия лаком на деревах. Указывается практическое осуществление сушильных установок для лакированных покрытий на металлах и на деревах.

DIE PHYSIKALISCHEN EIGENHEITEN UND DIE TECHNIK DES TROCKENENS DER LACKIERTEN FLÄCHEN MIT HILFE VON INFRAROTEN STRAHLEN

Es werden die physikalischen Vorgänge die beim Trocken der Lakierten Flächen mit Hilfe infraroten Strahlen vorkommen, die physikalischen Gesetze die der Erwärmung der Lackhäutchen durch infraroten Strahlen zugrunde liegen, die Art und Weise in welcher die Erwärmungsvorgang vor sich geht, die charakteristischen Kurven dieses Vorganger, wie auch die Methode mit deren Hilfe diese Kurven konstruiert werden, dargestellt.

Dieses Problem wird dann in zwei Kategorien aufgeteilt entsprechend den zwei vershiedenen Fällen die in der Prakziss vorkommen und zwar: Lacke die auf Metall und Lacke die auf Holz aufgetragen werden. Es wird dann die praktische Verwirklichung der Anlagen für das Trocknen der auf Metall und auf Holz aufgetragenen Lacke dargestellt.

Asupra măsurării feritelor pentru miezuri de înaltă frecvență

Prof. ing. EDM. NICOLAU

621.3.042.15 : 621.317.4

Se expun rezultatele experimentale obținute de autor din care se trag o serie de concluzii teoretice și practice referitoare la măsurarea feritelor. Se conclude că anumite metode curente din radiotehnică nu se pot aplica feritelor deoarece permeabilitatea acestora depinde mult de cîmpul aplicat.

1. Printre materialele radiotehnice moderne, feritele se remarcă prin faptul că asociază o permeabilitate ridicată cu o rezistivitate foarte mare chiar în înaltă frecvență, astfel încît ele pot fi utilizate cu succes atît în domeniul frecvențelor audio, cît și radio și chiar în microunde. Asupra lor s-au efectuat numeroase studii, care au pus în evidență o serie întreagă de particularități: proprietăți anizotropice, și dispersive pentru propagarea microundelor și, în special, dependența permeabilității și a pierderilor de numeroși factori. Printre aceștia se menționează, în primul rînd, compoziția feritei, cîmpul la care se efectuează determinarea, tratamentul termic al probei studiate — materialele prezentînd un postefect pronunțat — cît și temperatura de lucru și frecvența la care se măsoară. Toate acestea, asociate faptului caracteristic materialelor magnetice, de a prezenta o saturație, fac ca tehnica măsurării feritelor să fie relativ complicată. In general, în literatură se indică metode de punte, combinate cu metode de rezonanță, care permit determinarea la o probă dată, a inductanței aparente și a rezistenței aparente a unei bobine cu miezul studiat. De aici se deduce apoi prin calcul, caracteristicile materialului studiat.

Scopul prezentului articol este de a prezenta o serie de rezultate experimentale obținute de autor pe marginea lor făcîndu-se unele comentarii care permit tragerea anumitor concluzii teoretice și practice privind măsurarea feritelor. In esență, se constată că datorită faptului că permeabilitatea feritelor depinde mult de cîmpul aplicat, anumite metode curente în practica radiotehnică nu se pot aplica în cazul feritelor. De asemenea este necesar a se utiliza cu grijă noțiunea de factor de calitate al unei bobine cu miez de ferită.

2. Pentru a se măsura permeabilitatea unui material, o metodă curentă este aceea în care se măsoară inductanța prezentată de o bobină la care miezul este format din materialul respectiv. Calculînd inductanța pe care ar trebui să o prezinte aceeași bobină fără miez, se deduce că permeabilitatea relativă a materialului respectiv este:

$$\mu_r = \frac{L}{L_0}, \qquad (1)$$

L fiind inductanța bobinei respective cu miez, iar L_0 inductanța aceleeași bobine fără miez. Spre a se putea calcula L_0 și pentru a cunoaște precis drumul liniilor de forță, miezurile și bobinele se fac toroidale. Metoda curentă de măsurare a inductanțelor în radiofrecvență constă în aducerea la rezonanță a bobinei respective cu o capacitate montată în serie; rezultă că principial în această metodă permeabilitatea este dată de relația:

$$\mu_r = \frac{1}{L_0 C \omega^2} \qquad (2)$$

ω fiind pulsația de lucru iar C capacitatea de acord. Dacă se lucrează la o frecvență fixă $\frac{\omega_0}{2\pi}$, notînd cu C_0 capacitatea care aduce la rezonanță pe L_0, rezultă

$$\mu_r = \frac{C_0}{C}. \qquad (3)$$

Pentru determinarea calității miezului se determină anumiți parametri în legătură cu rezistența prezentată de bobina cu miez. Dacă înfășurarea este executată cu liță de înaltă frecvență, iar capacitorul este de bună calitate, se poate considera că rezistența de pierderi serie este egală cu suma rezistenței bobinajului — măsurată în curent continuu — și a rezistenței echivalente cu pierderile miezului. Deoarece în mod curent în radiotehnică calitatea circuitelor — respectiv pierderilor lor — se exprimă prin factorul de calitate Q, sîntem tentați să exprimăm și calitatea feritelor prin Q-ul circuitelor toroidale realizate în anumite condiții bine precizate. Notînd cu Q factorul de calitate al circuitului cu miezul de studiat, iar cu Q_0 factorul de calitate al aceleeași bobine fără miez, s-ar putea determina rezistența de pierderi R_p în funcție de r, Q, Q_0 și R_0. Dificultatea stă însă în faptul că Q_0 nu se poate măsura, ci trebuie calculat. Este în acest caz mai simplu a se utiliza direct formula

$$Q = \frac{\omega L}{R_0 + R_p} \qquad (4)$$

unde R_0 este rezistența echivalentă serie a circuitului fără miez. Această rezistență se poate determina exact dacă carcasa în care se introduce miezul este realizată din două jumătăți demontabile și, astfel, realizate încît bobinajul să fie

fix în ea și inclus în masa plastică. Fiecare spiră trebuie să aibe în acest caz niște piese terminale speciale, spre a permite asamblarea în bune condiții. Astfel de bobine sînt însă foarte greu de realizat.

Pentru scopuri științifice și tehnice prezintă însă un interes deosebit și cunoașterea modului în care variază Q cu diverși factori care nu afectează pe R_0. Sau, cu alte cuvinte, prezintă interes a studia modul în care variază R_p în funcție de diverși parametri.

Evident, R_p se poate separa de R_0 relativ simplu la o punte de radio frecvență. Cum însă aceste punți sînt relativ rare și manipularea lor prezintă dificultăți, autorul articolului și-a propus să studieze dacă Q-metrul nu poate servi în acest scop. Anticipînd asupra expunerii se poate spune că, în general, rezultatul este negativ: Q-metrul nu poate da decît indicații calitative asupra materialului studiat, dar nu poate da date precise asupra feritelor.

3. Pentru măsurarea factorului de calitate se pot utiliza diverse metode, care se descriu în literatură: metoda variației rezistenței, metoda dezacordului (a variației frecvenței), metoda Q-metrului. In cazul măsurărilor corecte, toate metodele trebuie să dea același rezultat, în limitele preciziei cu care se lucrează. In general, lucrînd cu elemente suficient de precise — capacitori standard corect etalonați, generatori stabili etc. — prin metodele utilizînd circuitul acordat, se obțin precizii mai bune decît se obțin prin utilizarea Q-metrului. Pentru aceasta se recomandă în literatură ca în măsurările efectuate cu Q-metrul să se verifice rezultatele prin metoda variației capacității, utilizînd în acest scop un trimer dispus chiar pe panoul Q-metrului. Acest fapt constituie punctul de plecare al unei serii de experiențe întreprinse de autor și al căror rezultat va fi expus în cele ce urmează.

4. Lucrînd cu ferite indigene, de tip ferroxcub de nichel (realizate de ing. E. Lăbușcă la I.F.A.) se constată la Q-metru un Q de 210. Incercînd a se verifica această valoare prin metoda dezacordului, se constată rezultatul curios că pentru a se obține o tensiune la bornele condensatorului de numai 0,7 din valoarea maximă, este necesar a da variații inegale trimerului: variația care crește pe C diferă de cea care scade pe C. Se constată, de asemenea, că valoarea acestor variații de capacitate depinde de f.e.m. injectată în circuit. Diferențele sînt cu atît mai mari cu cît f.e.m. aplicată este mai mare. Plecînd de aici rezultă că se pot introduce două valori pentru factorul de calitate, corespunzînd creșterii, respectiv scăderii lui C:

$$Q_+ = \frac{C}{+\Delta C} \qquad Q_- = \frac{C}{|-\Delta C|} \qquad (5)$$

C fiind capacitatea pentru care tensiunea la bornele circuitului este maximă, ΔC fiind variația pozitivă a lui C, iar — ΔC variația negativă a lui C. Se constată însă că pentru valori mici ale f.e.m. aplicate, cele două valori ale lui Q coincid, precum se vede în fig. 1.

Acest rezultat provine dintr-o nesimetrie a curbei de rezonanță a circuitului. Pentru circuitele liniare acest fapt nu se produce decît la circuite avînd un Q foarte scăzut — sub 50. Fenomenul este aici, deci, de o natură diferită, fiind legat de neliniaritățile dintre B și H în

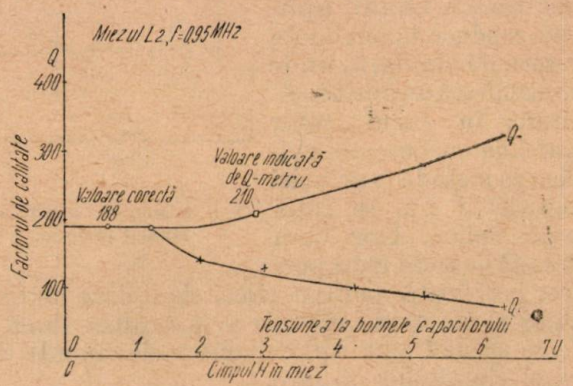


Fig. 1. Curba arătînd variația celor doi factori de calitate Q_+ și Q_- la o ferită.

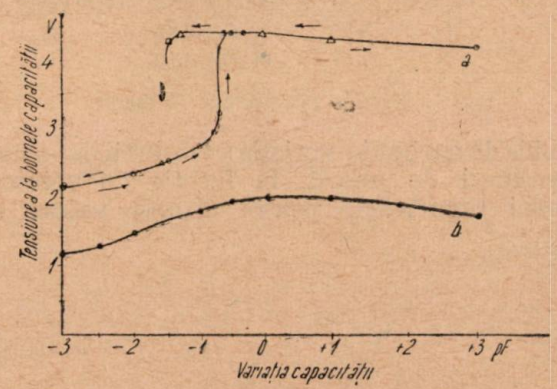


Fig. 2. Variația tensiunii la bornele capacității unui circuit serie format dintr-o bobină cu miez de ferită, un condensator și un generator de f.e.m. constantă.

a — f.e.m. aplicată mică; se observă asimetria curbei: *b* — aceeași curbă ca în *a*, pentru o valoare mai mare a f.e.m. aplicate. Se observă apariția unor discontinuități în curbă.

interiorul miezului. Spre a verifica acest fapt s-au ridicat o serie de curbe la același miez. Ele se prezintă în fig. 2, *a* și *b*.

Aceste curbe au fost ridicate cu montajul din fig. 3.

Fig. 3 explică faptul de ce Q-ul circuitului calculat prin metoda variației capacității depinde de sensul în care se variază capacitatea; după cum rezultă din această figură, curba de rezonanță a unui circuit cu bobine ferimagnetice se poate prezenta disimetrică. Acest prim fapt trebuie să ne facă atenți asupra modului în care se măsoară feritele: faptul că Q-ul indicat de Q-metru este suficient de mare arată că pierderile sînt mici, deci simetria nu provine din pierderile montajului, ci dintr-un

fenomen legat intim de ferite. Este deci necesar a se studia, în prealabil, mai atent fenomenele legate de circuitele în care intervin bobine cu ferite. Aceasta cu atît mai mult cu cît aceeași bobină care a condus la fig. 2, pentru o valoare mai mare a f.e.m. aplicate conduce la curba de rezonanță din fig. 3, unde se manifestă anumite sărituri; în cazul unor astfel de curbe este evident că metoda variației capacității nu se mai poate aplica. Dar cum această metodă este perfect justificată pentru circuitele liniare cu un Q suficient de bun, rămîne a se analiza dacă la ferite se mai pot aplica conceptele uzuale din cazul circuitelor liniare.

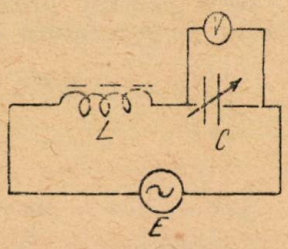


Fig. 3. Montaj cu care s-au studiat feritele.

5. Pentru a studia fenomenul semnalat în fig. 3, la o bobină cu miez de ferite, s-a ridicat o

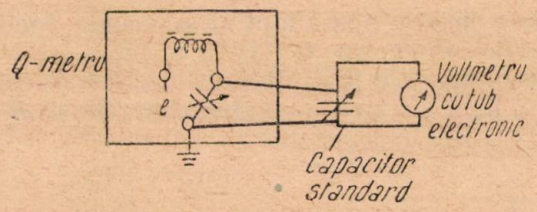


Fig. 4. Schema reală cu care s-a lucrat.

familie de curbe de variație a tensiunii la bornele capacității de acord, în funcție de valoarea acestei capacități, pentru diverse valori ale

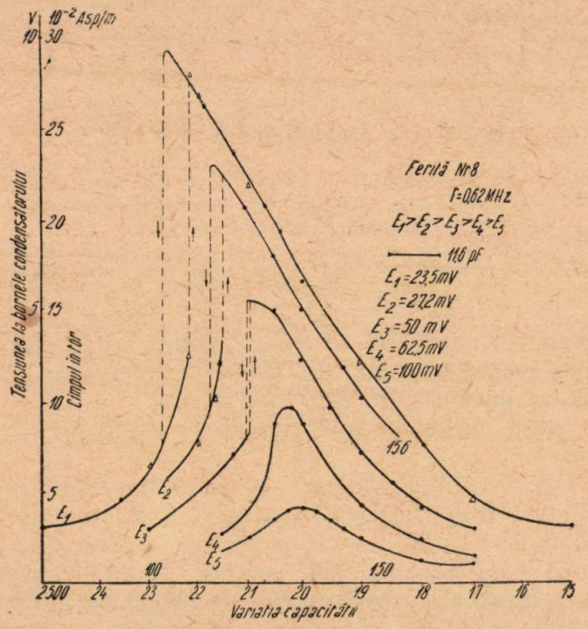


Fig. 5. Familie de curbe dînd variație tensiunii la bornele capacității din fig. 4, în funcție de valoarea capacității; ca parametru s-a luat valoarea f.e.m. E aplicate circuitului.

f.e.m. E aplicate circuitului. Aceste curbe se prezintă în fig. 5.

Din aceste curbe rezultă că pentru f.e.m. aplicate suficient de mici, curbele de rezonanță se prezintă simetrice. Pe măsură însă ce f.e.m. aplicată crește, curba de rezonanță devine disimetrică, iar pentru valori ale lui E mai mare de o anumită valoare, curba de rezonanță prezintă salturi.

Pentru a se explica matematic acest fenomen este necesar a se studia anumite ecuații neliniare. Neliniaritatea provine din faptul că la ferite ca la orice material magnetic, relația dintre flux și cîmp nu este liniară.

Scriind ecuația circuitului sub forma

$$\frac{d\varphi}{dt} + Ri + Sq = e(t) \qquad (6)$$

se pun în evidență următoarele mărimi: fluxul din inductanța cu miez de ferită; rezistența R din circuit; curentul i care parcurge circuitul serie; elastanța S a capacitorului $\left(S = \frac{1}{C}\right)$; sarcina q a capacitorului; f.e.m. instantanee $e(t)$ aplicată circuitului. Evident că în cazul de față

$$e(t) = E \sin pt \qquad (7)$$

iar

$$q = S \int_0^t i \, dt. \qquad (8)$$

De asemenea, trebuie notat că fluxul este funcție de curent . Scriind

$$\varphi = M(q) \qquad (9)$$

și luînd ca singură variabilă dependentă — funcția necunscută — pe q, ecuația (6) devine:

$$N(\dot{q})\ddot{q} + R\dot{q} + Sq = e(t) \qquad (10)$$

$N(\dot{q})$ fiind derivata lui $M(\dot{q})$. Pentru scopuri practice este indicat a se aproxima M printr-un polinom în $\dot{q}$. Se obține astfel un nou tip de ecuație neliniară.

Dacă se consideră în particular

$$\varphi = \alpha\dot{q} + \frac{1}{3}\beta\dot{q}^3, \qquad (11)$$

atunci (10) devine:

$$(\alpha + \beta\dot{q}^2)\ddot{q} + R\dot{q} + Sq = e(t). \qquad (12)$$

Evident că se pot alege ca funcții necunoscute și i și φ. Pentru studiul de față la care interesează tensiunea la bornele capacității, este indicat a se lua ca funcție necunoscută q, deoarece ea este proporțională cu tensiunea căutată, factorul de proporționalitate fiind S.

Pentru integrarea ecuației se consideră că soluția este de forma

$$q = a \sin pt + b \cos pt. \qquad (13)$$

Se admite, deci, că ecuația neliniară (12) admite o soluție armonică, de aceeași perioadă cu f.e.m. aplicată (forța perturbatoare). Amplitudinea acestei soluții este A, dată de relația

$$A^2 = a^2 + b^2. \qquad (14)$$

Pentru a substitui în (12) este indicat a se calcula derivatele — ceea ce nu comportă nici o dificultate — şi pe $\dot{q}^2$, care dă:

$$q^2 = 0{,}5\,A^2 + ab \sin 2pt - 0{,}5\,(a^2 - b^2) \cos 2\,pt. \tag{15}$$

Substituind în (12) se obţine

$$\begin{aligned} &-(\alpha + 0{,}5\beta A^2)\,ap^2 \sin pt - (\alpha + \\ &\quad + 0{,}5\beta A^2)bp^2 \cos pt \\ &- a\beta abp^2 \sin 2\,pt \sin pt - b\,\beta abp^2 \sin 2pt \cos pt \\ &+ 0{,}5\beta \cos 2pt\,(a^2 - b^2)\,ap^2 \sin pt \\ &+ 0{,}5\beta \cos 2\,pt\,(a^2 - b^2)\,bp^2 \cos pt \\ &+ Rap \cos pt - Rbp \sin pt \\ &+ Sa \sin pt + Sb \cos pt = E \sin pt. \end{aligned} \tag{16}$$

In această ecuaţie se identifică în ambii membri numai termenii în sin pt şi cos pt. Pentru aceasta se fac transformările trigonometrice necesare. Deoarece în membrul drept nu apare cos pt, rezultă:

$$-(\alpha + 0{,}5\beta A^2)\,bp^2 - 0{,}5\,\beta a^2 b\,p^2 +$$

$$+0{,}25\,\beta b + (a^2 - b^2)p^2 + Rap + Sb = 0. \tag{17}$$

Din condiţia relativă la sin pt, se obţine:

$$-(\alpha + 0{,}5\ \ \beta A^2)\ \ ap^2 - 0{,}5\beta ab^2 - 0{,}25\beta ap^2 +$$

$$+ (a^2 - b^2) + Rap + Sb = E. \tag{18}$$

Se observă că dacă se neglijează rezistenţa proprie a bobinei, adică dacă se ia $R = 0$, sîntem conduşi ca din (17) să scriem:

$$b = 0 \tag{19}$$

ceea ce arată că q este în fază cu $e(t)$ în cazul armonic considerat. Deci, cum b este nul, $A = a$. Cu aceasta ecuaţia (18) se pune sub forma:

$$-0{,}75\beta p^2 A^3 - (\alpha p^2 - S)A - E = 0. \tag{20}$$

Pentru rezolvarea ei se utilizează metoda grafică, punînd ecuaţia sub forma:

$$-0{,}75\beta\ p^2 A^3 = (\alpha p^2 - S)\ A + E = y. \tag{21}$$

Reprezentînd pe un acelaşi grafic atît pe

$$y = -0{,}75\beta p^2 A^3 \tag{22}$$

cît şi pe

$$y = (\alpha p^2 - S)A + E \tag{23}$$

punctul de intersecţie al celor două curbe dă tocmai soluţia căutată. Aceasta se reprezintă în fig. 6.

Variabila în cazul de faţă este S. Dar la fel de bine studiul efectuat poate servi la determinarea relaţiei dintre variaţia amplitudinii A şi a pulsaţiei p aplicate. Acest din urmă studiu interesează, de exemplu, în metoda de determinare a lui Q prin metoda dezacordului.

Atunci cînd variază capacitatea, singura mărime din ecuaţie care este afectată, este S. Parabola de gradul 3 rămîne deci aceeaşi, dar panta dreptei se modifică. Variindu-se pe S, amplitudinea lui q variază ca în fig. 7. Se obţin două ramuri de curbă, după cum se consideră punctul de pe ramura pozitivă a parabolei

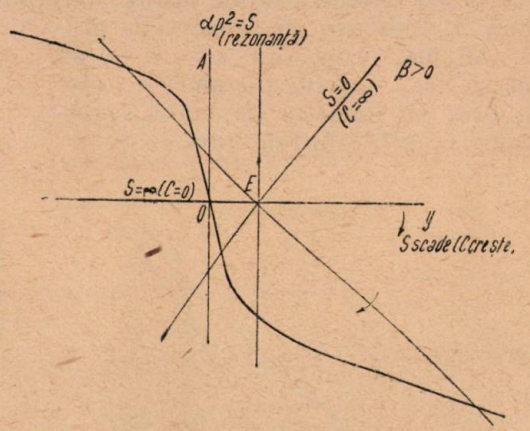


Fig. 6. Construcţia grafică pentru rezolvarea ecuaţiei (21)

— corespunzînd la faza o — sau după cea negativă, corespunzînd la faza π.

Trebuie remarcat că punctul în care dreapta intersectează axa y rămîne constant. De asemenea, trebuie observat că fig. 6 s-a construit

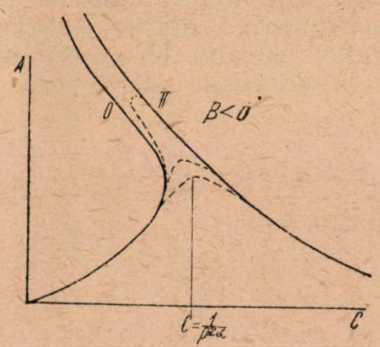


Fig. 7. Variaţia teoretică a amplitudinii A în funcţie de $S = \frac{1}{C}$.

Cazul ideal fără pierderi, dedus din construcţia grafică din fig. 6. Cazuri reale cu pierderi, corespund liniilor punctate. In acest caz ca parametru s-a luat E.

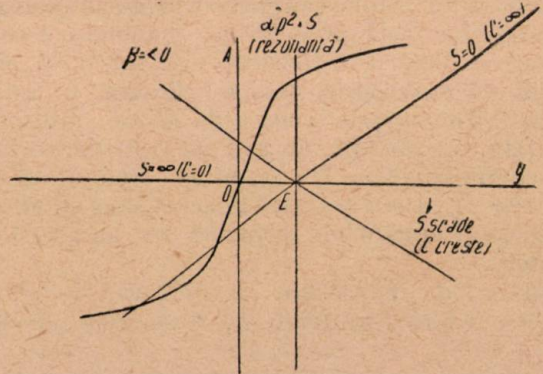


Fig. 8. Aceeaşi construcţie ca în fig. 6, corespunzînd însă la un β negativ.

admiţînd că β este pozitiv. Dacă acesta ar fi fost negativ figura auxiliară s-ar fi prezentat

ca în fig. 8 şi, deci, variaţia lui A cu C s-ar fi prezentat ca în fig. 9.

Din analizarea problemei se poate constata că nu se pot obţine practic toate cele trei soluţii pentru A, indicate de construcţia grafică. Anume, una din soluţii, la un moment dat, devine instabilă şi sistemul trece pe ramura de curbă corespunzînd la schimbarea fazei cu π.

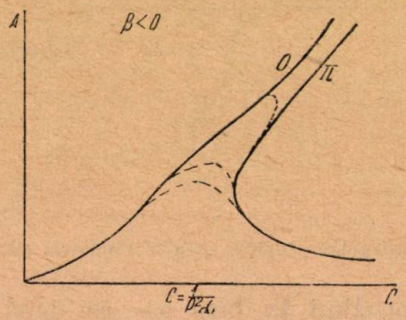


Fig. 9. Aceeaşi curbă ca în fig. 7, corespunzînd însă la un β negativ.

Acest salt se produce în momentul în care, tangenta la curbă devine verticală. Astfel curbele reale se vor prezenta ca în fig. 10, *a* şi *b*.

Din confruntarea datelor experimentale cu cele teoretice rezultă că experienţele au fost efectuate în condiţiile unui β pozitiv.

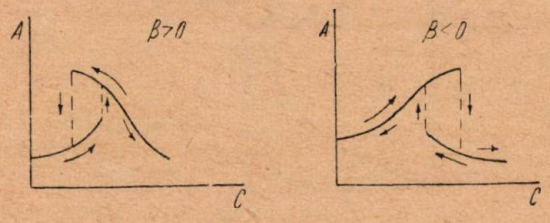


Fig. 10. Curbe reale cu salturi, corespunzînd la un β pozitiv şi la un β negativ.

Concluzii

6. Interpretînd teoretic datele experimentale se degajă unele concluzii relative la problema măsurării feritelor şi, în general, pentru măsurarea elementelor neliniare. Prima concluzie este că deoarece pentru intensităţi mai mari de cîmp curba de rezonanţă devine neliniară, în aceste situaţii conceptele clasice de acord, factor de calitate, rezonanţă, nu mai pot fi utilizate decît cu circumspecţie. De asemenea, credem că este necesar să se revizuiască în acest sens şi diverşi coeficienţi practici introduşi în legătură cu feritele.

Astfel, de exemplu, se constată că pentru diverse f.e.m. aplicate E, rezonanţa se produce pentru valori diferite ale capacităţii. In mod practic, aceasta se traduce prin trasarea unei curbe care dă capacitatea de acord, în funcţie de f.e.m. aplicată.

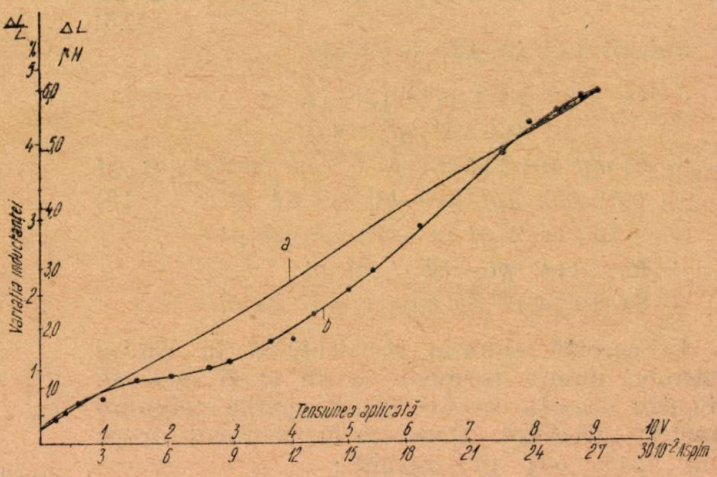


Fig. 11. Curbă de variaţie a inductanţei unui circuit cu ferite, în funcţie de f.e.m. aplicată.

Plecînd de la această curbă, se poate deduce variaţia corespunzătoare a inductanţei şi, deci, coeficientul de variaţie a permeabilităţii miezului respectiv, cu cîmpul aplicat (fig. 11). Dar nu are sens de a vorbi de acest coeficient decît atîta timp cît curba de rezonanţă este simetrică. Aceasta însă nu va fi realizată decît pentru anumite f.e.m. aplicate, deci, pentru cîmpuri sub o anumită limită. In modul acesta se introduce un criteriu precis pentru domeniul în care se măsoară corect feritele, prin metodele clasice.

In lumina teoriei dezvoltate, rezultă că şi metodele clasice de punte trebuie utilizate cu precauţie, în aceleaşi limite indicate mai sus.

Evident, problema matematică a fost tratată de noi într-un mod simplu, într-o primă aproximaţie. Credem însă că introducerea armonicilor nu vor conduce la rezultate cu totul diferite, deoarece experimental s-a constatat că armonica a doua şi a treia au amplitudini foarte mici, care nu au putut fi puse în evidenţă experimental, deci de cel puţin 15 ori mai mici decît amplitudinea fundamentalei.

Bibliografie

[1] *Nicolau Edm.*: Măsuri în radiotehnică, vol. I., E.E.S., Bucureşti, 1955.

[2] *Malkin I. G.*: Metodî Liapunova i Puancare v teorii, nelineinîh kolebanii, OGIZ, Moscova-Leningrad, 1949.

[3] *Teodorcic K. F.*: Avtokolebatelnîe sistemî, 1948.

★

ОБ ИЗМЕРЕНИИ ФЕРРИТОВ

Приводятся эксперамментальные результаты полученные автором из которых выводятся ряд теоретических и практических заключений в связи с измерением ферритов. Выводится, что некоторые радиотехнические методы нельзя использовать в и мерении ферритов, так как их проницаемость сильно зависит от приложенного поля.

Aparat electronic pentru măsurători industriale de pH

Ing. H. HERȘCOVICI

545.371 : 621.38

Se descrie prototipul aparatului pH-metru construit de autor în cadrul Institutului de Cercetări și Proiectări Electrotehnice.

Aparatele pentru măsurarea *p*H-ului sînt de mare utilitate în industriile chimică, petroliferă, electrotehnică, alimentară, textilă etc. și de aceea realizarea în țară a unui prototip de *p*H-metru este perfect justificată.

La realizarea acestui prototip a fost necesar să se țină seama în primul rînd de un considerent economic. Astfel, aparatul trebuia executat cu cît mai multe materiale de fabricație indigenă, sau care cel puțin să existe în țară, în cantități suficiente unui prim lot de cîteva zeci de *p*H-metre.

Acest considerent a determinat în primul rînd alegerea instrumentului indicator. Lipsa instrumentelor adecvate (cu scala de dimensii mari, exceptînd cele de 1 m A, și faptul că fabrica Electromagnetica urmează să introducă în fabricație astfel de instrumente, a impus întocmirea unei scheme a amplificatorului care să permită folosirea unor instrumente de acest tip. Aceleași considerente au determinat în parte și alegerea schemei de stabilizare a tensiunilor de alimentare. În lipsa completă a baretorilor, ținînd seama și de faptul că un stabilizator feromagnetic este dăunător la variații ale frecvenței rețelei (1% variație a frecvenței produce 2—3% variație a tensiunii), s-a executat stabilizarea, cu un tub stabilovolt atît pentru tensiunile de grile și anode cît și pentru filamentul tubului de intrare. Rezultatele acestei alegeri nu au fost cele mai bune, după cum se va vedea, totuși a trebuit luată în considerație existența în stoc a unei cantități apreciabile de astfel de tuburi.

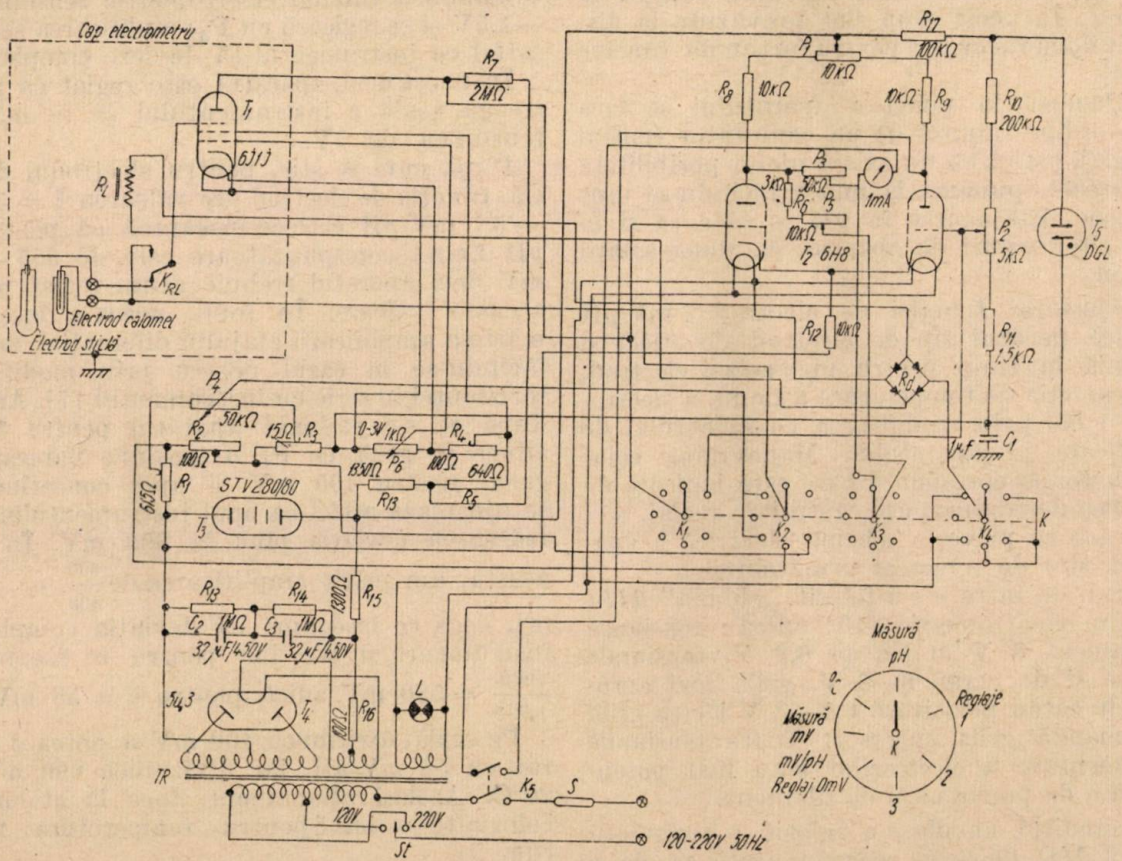


Fig. 1

Aparatul executat se caracterizează prin următoarele :

1. Principiul de funcționare : voltmetru de curent continuu cu etajul de intrare în regim

electrometric pentru coborîrea curentului de grilă sub 10^{-12} A.

2. Electrodul de măsură de sticlă cu rezistență internă mare — electrodul de referință de calomel. Domeniul de lucru al aparatului 0—10 *p*H. În cazul cînd citirile se fac în milivolți și nu în *p*H direct, se pot folosi orice alte tipuri de electrozi.

3. Electrozii de măsură și tubul de intrare sînt montați într-un același ansamblu (dispozitivul traductor — cap electrometric) astfel că se evită utilizarea unui cablu de legătură de înalt izolament între electrozi și aparatul propriu zis. Prin aceasta s-a evitat procurarea unui cablu special din import, putînd fi folosit un cablu de uz curent neecranat. De asemenea, distanța între aparat și traductor poate fi foarte mare (limitarea este provocată de o eventuală scădere a izolației între conductori ca valoare limită se prescrie $R_{izol.} = 20$ MΩ) astfel că traductorul poate fi instalat în secția de fabricație iar aparatul într-o încăpere vecină, în condiții mai bune de exploatare. Ansamblul traductor-cap electrometru este prevăzut cu o cuvă în care pătrund electrozii și prin care circulă în mod continuu soluția de măsurat. În acest scop sînt prevăzute la dispozitiv două racorduri pentru furtun de cauciuc (fig. 4).

4. Punerea la punct a aparatului se face într-o ordine impusă de un comutator central de reglaj, astfel că nu există nici-o posibilitate de greșeală, punerea la punct făcîndu-se ușor și repede. Etalonarea în *p*H se face ca și în cazul altor tipuri de aparate, cu două soluții tampon.

5. Ajustarea funcției de electrod ξ mV/*p*H specifică fiecărui tip de electrod de sticlă și variabilă în timp pentru un același electrod, cît și corecția de temperatură a f.e.m. a electrozilor se fac prin modificarea coeficientului de amplificare al aparatului. Manevrarea celor două butoane corespunzătoare este indicată de asemenea de comutatorul central de reglaj.

În ceea ce privește schema electrică a aparatului, sînt de remarcat următoarele :

Ca tub de intrare s-a folosit „ghinda" *6JIJ* în regim electrometric [10] adică : tensiunea de filament 3 V în loc de 6,3 V, tensiunile anodice și de ecran 6—8 V, grila mai apropiată de catod pozitivată 0,5—3 V iar ca grilă de comandă grila supersor. Toate tensiunile de alimentare a electrozilor s-au luat potențiometric de pe circuitul de filament.

În circuitul anodic s-a folosit o rezistență $R_a = 2$ MΩ deoarece aceasta ajută pe de o parte la obținerea unui coeficient de amplificare foarte apropiat de μ și pe de altă parte la o bună liniaritate a curentului anodic cu tensiunea de comandă [10].

Tensiunea de la anodul tubului *6JIJ* se aplică pe grila uneia din cele două triode din dubla triodă *6H8* montată diferențial. S-a ales acest al doilea etaj diferențial pentru că posedă o mai bună stabilitate cu sursele de alimentare și cu îmbătrînirea. Pe catod s-a prevăzut în același scop o reacție negativă de curent. Echilibrarea acestui etaj se face cu potențiometru P_1.

Reglarea de zero a aparatului se face aplicînd pe grila *6JIJ* o tensiune de — 2,5 V pentru care instrumentul se aduce la zero cu P_2. Divizorul de tensiune R_{10}, P_2, R_{11} este astfel calculat ca tensiunea ce se poate aplica pe grila din dreapta a etajului cu 6H8 să aibe valoarea maximă 8V pentru că, în cazul schimbării tubului de intrare, tensiunea sa anodică să nu poată depăși această valoare. Acest lucru este determinat de faptul că în regim electrometric, curentul anodic diferă foarte mult de la tub la tub. În cazul cînd datorită unui I_a mic, rezultă $U_a > 8$V aducerea la zero a etajului diferențial nu se mai poate face și se impune modificarea tensiunii pe grila *I* a tubului *6JIJ* cu ajutorul potențiometrului P_6 (adică se modifică panta tubului) [10].

După reglarea de zero se aplică pe grila de comandă a tubului electrometric tensiunea de —1,5V și se reglează cu P_3 amplificarea schemei astfel ca instrumentul să devieze complet.

În acest mod, aparatul este reglat ca pe întreaga scală a instrumentului să se măsoare tensiunea de 1V.

După cum se știe, pentru electrodul de sticlă, funcția de electrod are valoarea ξ = 55,5— — 58 mV/*p*H ceea ce înseamnă că pentru 10 *p*H f.e.m. corespunzătoare este de 555 — 580 mV deci aparatul trebuie acum reglat pentru această valoare. În fond, aceasta înseamnă mărirea amplificării etajului diferențial, aceasta făcîndu-se în cazul nostru prin modificarea rezistenței în serie cu instrumentul [7]. Anume, după ce s-a etalonat aparatul pentru 1V se aduce pe grilă, cu P_4, o tensiune oarecare, în cazul nostru 400 mV și apoi conectînd P_5 se ajustează astfel ca acul instrumentului să-și mărească deviația pînă la 690 mV. În felul acesta, am mărit amplificarea de $\frac{690}{400} = 1{,}725$ ori, ceea ce înseamnă că deviația completă a instrumentului are loc pentru o f. e. m. de $\frac{1000}{1{,}725} = 580$ mV adică pentru ξ = 58 mV/*p*H.

Pe scală, diviziunea 400 mV se notează separat cu 58 mV/*p*H, iar diviziunea 690 mV cu 20°C. Același raționament duce la etalonarea celorlalte valori ξ pentru temperatura 20 °C. (fig. 2).

Ca regulă generală se face etalonarea pe baza relației :

$$U_\xi = 6{,}9\ \xi$$

unde U_ξ este valoarea tensiunii de pe scală la care se notează valoarea ξ respectivă.

În ceea ce privește variația f.e.m. a electrozilor cu temperatura, se ține seama că aceasta se face pentru electrodul de sticlă cu 0,2 mV/°C și pH adică, spre exemplu pentru 10 pH și 20°C diferență față de temperatura la care s-a făcut etalonarea inițială, vom avea o mărire a f. e. m. cu $0{,}2 \times 20 \times 10 = 40$ mV,

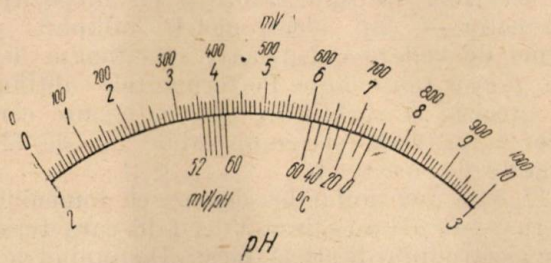


Fig. 2

adică deviația totală a instrumentului va trebui să aibă loc pentru $580 + 40 = 620$ mV. Cum $\frac{1000}{620} = 1{,}61$ rezultă $400 \times 1{,}61 = 645$ mV, adică la diviziunea 645 mV se notează temperatura de 40°C. În același mod se face etalonarea și pentru celelalte temperaturi.

Relația care determină această etalonare este :

$$U_{°C} = \frac{100\ U_{\xi}}{\xi + 0{,}2\,(t-20)}$$

unde $U_{°C}$ este valoarea tensiunii de pe scală la care se notează temperatura respectivă.

Final se obține scala instrumentului etalonată 0 — 1 000 mV și 0 — 10 pH și două scale mai înguste, una în jurul valorii 400 mV (respectiv 4 pH) pentru funcția ξ și cealaltă în jurul valorii 700 mV (resp. 7 pH) pentru corecția de temperatură.

Deoarece în timpul reglării aparatului grila tubului electrometru trebuie conectată la borna electrodului de calomel (situația $E_{\infty} = 0$) în ansamblul traducător — cap electrometru se găsește și un releu — comutator care îndeplinește această operație.

Toate reglajele aparatului, centralizate la comutatorul K sînt astfel dispuse : K_1 comută grila jumătății din stînga a tubului *6H8* la grila jumătății din dreapta astfel că schema diferențială poate fi echilibrată cu P_1; K_2 comută grila tubului electrometru (conectată la borna electrodului de calomel cu ajutorul releului) la cele două tensiuni —1,5 și —2,5 V și apoi la cursorul potențiometrului P_4 (pe poziția corespunzătoare tensiunii — 2,5 V se face reglajul de zero al aparatului cu potențiometrul P_2 iar pe poziția — 1,5 V se reglează amplificarea cu reostatul P_3); K_3 introduce reostatul P_5 în paralel cu P_3 pentru efectuarea corecției de temperatură ; K_4 comandă releul — comutator.

Alimentarea aparatului se face de la rețeaua de curent alternativ 120/220 V — 50 Hz. Stabilizarea tensiunii redresate se face cu un tub stabilovolt STV 280/80. Deoarece acest tub e pus să stabilizeze un curent de sarcină de aproximativ 110 mA (100 mA pentru încălzirea tubului *6J1J*), coeficientul de stabilizare obținut este de numai 10. Aceasta are influență asupra preciziei aparatului scăzîndu-i clasa. Astfel,

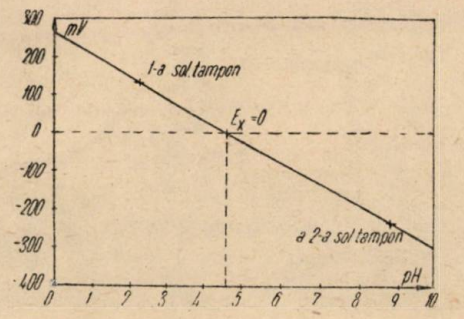


Fig. 3

pentru tensiunea nominală a rețelei erorile aparatului pot fi în cazul cel mai defavorabil de $\pm 0{,}15$ pH. Pentru o variație a tensiunii rețelei de $\pm 10\%$ erorile cresc la $\pm$ 0,25 pH. Influența tensiunilor de alimentare se manifestă în special asupra curentului anodic al tubului *6J1J* astfel că dacă refacem reglajul aparatului pentru tensiunea reală a rețelei, erorile scad din nou la valoarea $\pm$ 0,15 pH.

Pentru obținerea preciziei indicate a fost necesară adăugarea unui al doilea stabilizator cu neon altminteri micile variații cu tensiunea de rețea ale tensiunii anodice s-ar transmite grilei de comandă a jumătății din dreapta a

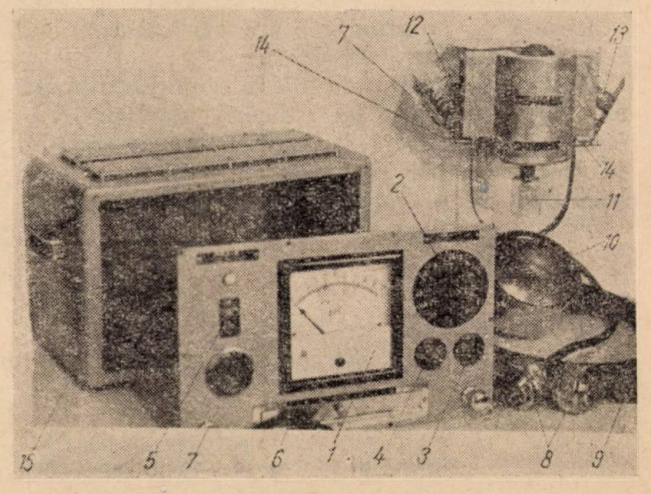


Fig. 4

A - aparatul propriu zis ; *B* — ansamblul traductor — cap electrometru ; *1* — instrumentul ; *2* - comutatorul *K* ; *3* — potențiometrul *P4* (mV/pH) ; *4* — potențiometrul *P5* (°C) ; *5* — întrerupătorul de rețea K_5 ; *6* capac-ascunde P_1, P_2, P_3, P_6 ; *7* — mufă-mamă ; *8* — mufă ; *9* - cablu multifilar de legătură între aparat și traductor ; *10* — cuvă ; *11* — electrodul de sticlă (în spate electrodul de calomel) ; *12* — tubul *6J1J* ; *13* — releu comutator ; *14* — racord pentru furtun de cauciuc ; *15* — cutia aparatului.

tubului *6H8* și ar fi amplificate. Fără al doilea stabilizator, clasa de precizie a aparatului scade

pentru cazul cel mai defavorabil la $\pm 0{,}4$ *p*H. În funcția celui de al doilea stabilizator lu-

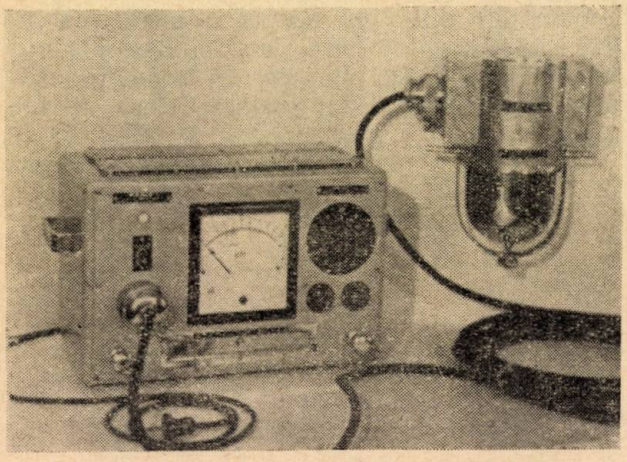


Fig. 5

crează foarte bine tubul de semnalizare cu neon de tip *DGL* (fără rezistență internă).

În ceea ce privește manevrarea aparatului eă se face în modul următor : Trecînd K succesiv pe pozițiile 1,2,3, se reglează cu P_1 și P_2 deviația zero a instrumentului și cu P_3 deviația maximă. În continuare, cu K pe poziția „mV/*p*H-reglaj O mV" se ajustează cu P_4 funcția de electrod ξ și apoi cu K pe poziția „°C" se execută corecția de temperatură acționînd asupra lui P_3. Pe aceeași poziție a comutatorului, dar manevrînd asupra lui P_4, se aduce indicatorul instrumentului la valoarea *p*H pentru care se cunoaște $E_x = 0$ (fig. 3). După aceasta se trece K pe poziția „măsură *p*H" și aparatul este gata de lucru.

Pentru măsurători în mV în scopul etalonării cu soluții tampon și ridicării curbei $E = f(p\text{H})$ din fig. 3 sau, la funcționarea aparatului cu electrozi utili în gama 10—14 *p*H cînd scala în *p*H a aparatului nu poate fi utilizată, se pune comutatorul K pe poziția „mV/*p*H-reglaj OmV" și se aduce instrumentul la zero sau la 1 000mV funcție de polaritatea electrozilor, după care, cu K pe poziția „măsură mV" se execută măsurătoarea.

*p*H-metrul descris mai sus, poate fi folosit în practică în oricare tip de proces industrial cu electrozi corespunzători și cu dispozitivul traductor — cap electrometru adaptat din punct de vedere constructiv specificului fiecărui proces tehnologic. Performanțele obținute, ca precizie și stabilitate sînt suficiente cerințelor industriale și comparabile cu ale altor aparate de acest tip.

Trebuie menționat deasemenea că domeniul de lucru 0—10 *p*H nu e limitat decît de caracteristicile electrodului de sticlă folosit. Dispunînd de un electrod cu domeniul de funcționare mai larg, scala aparatului poate fi ușor modificată în consecință (după cum reiese de altfel și din descrierea etalonării).

În fig. 4 sînt arătate diferitele părți componente ale aparatului iar în fig. 5 aspectul aparatului gata de utilizare.

Bibliografie

[1] *Atanasiu I.* : Curs de electrochimie, Institutul Politehnic, București.

[2] *Belozerski S.S* și alții : Metode și aparate pentru măsurarea *p*H în industria petroliferă, Moscova, 1953.

[3] *Turicin A.M.* : Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice, Moscova, 1951.

[4] *Belenki L.I.* și *Rozman I.B.* : *p*H-metru cu lămpi, Zavodscaia Laboratoria, nr. 1/1952.

[5] *Belenki L.I.* și *Rozman I.B.* : Măsurarea *p*H cu electrod de sticlă, Zavodscaia Laboratoria, nr. 11/1950.

[6] (* * *) : Prospectul aparatului sovietic *L.P.* 5.

[7] (* * *) : Prospectul aparatului *R.F.T.* tip 158

[8] *Kordatzki* W. : Manual pentru determinarea practică a *p*H-ului, Munchen, 1949.

[9] *Kurt Schwabe* : Introducere în *p*H-metrie, Berlin, 1953.

[10] *Herșcovici H.* : Unele probleme cu privire la utilizarea tubului electronic în aparate electrometrice industriale, Electrotehnica, nr. 2, februarie 1956.

[11] *Herșcovici H.* Probleme de stabilitate ale electrometrilor electronici. Electrotehnica nr. 4/1956.

★

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ *pH*

Резюме

Описывается прототип прибора *pH* — построенный в Институте для Электротехнических исследований и проектирований.

★

ELEKTRONISCHES GERÄT FÜR INDUSTRIELLE *p*H-MESSUNGEN

Zusammenfassung

Es wird der Prototyp des vom Verfasser, bei I.C.P.E.T. herrgestelten *p*H-Metter beschrieben.

Mașini electrice

MIJLOACE PENTRU PERFECȚIONAREA MOTOARELOR ELECTRICE DE CURENT CONTINUU PENTRU TRACȚIUNE

621.333 : 621.313.2—9

Articolul se ocupă de problema sporirii puterii motoarelor de tracțiune de curent continuu, de îmbunătățirea caracteristicilor lor mecanice și recuperative, a posibilității reglajului excitației în limite largi, precum și a sporirii tensiunii fără producerea cercurilor de foc la colector.

În articol se arată care sînt cele mai importante deficiențe ale actualelor motoare de tracțiune, care se opun dezvoltării tracțiunii electrice în curent continuu, precum și posibilitățile înlăturării acestora.

Noul tip de motor de tracțiune descris, este construit cu poli de excitație înecați, deci cu forma sinusoidală a cîmpului ca urmare a repartizării înfășurării de excitație. Înafară de aceasta, la acest motor dispar șocurile de curent în regimurile tranzitorii, deoarece statorul este executat din tole. În legătură cu înlăturarea efectului amortizor al curenților turbionari din stator, comutația se îmbunătățește considerabil în regim tranzitoriu. Măsuri asemănătoare permit eliminarea cauzelor care produc cercurile de foc, măresc limitele de putere și tensiune și lărgesc posibilitățile de reglaj ale motoarelor de tracțiune.

(Din „Electricestvo" nr. 9/1955, *Pomilniko N.S.* și *Sliahto P.N.*)

S.S.

INFLUENȚA TOLERANȚELOR ASUPRA STABILITAȚII CARACTERISTICILOR MOTOARELOR DE TRACȚIUNE

621.333.012 : 621.753.2

Sînt redate caracteristicile motoarelor de tracțiune, ridicate pe platformele fabricii. Aceste caracteristici diferă întrucîtva față de caracteristicile nominale, prevăzute de condițiile tehnice. Cercetările executate pînă în prezent asupra caracteristicilor motoarelor de tracțiune nu s-au preocupat de cauzele acestor abateri, considerîndu-se că sînt efecte care nu cad sub controlul cercetărilor riguros științifice.

În articol se arată soluția acestei probleme, punîndu-se bazele principiilor de construcție ale sistemelor ortogonale de toleranțe. Această metodă permite, în particular, soluționarea a două importante probleme practice :

a) pentru abateri fixate ale caracteristicilor motoarelor de tracțiune, determinarea toleranțelor posibile ale parametrilor motoarelor ;

b) pe baza toleranțelor admise de fabrică, stabilirea abaterilor admisibile ale motoarelor de tracțiune față de caracteristicile nominale.

Esența metodei redate constă în faptul că valorile reale ale parametrilor care determină caracteristicile motoarelor, sînt privite ca mărimi întîmplătoare, distribuite după o lege normală, cu probabilități matematice și abateri standardizate ale acestor parametri.

Metoda a fost verificată practic, cu datele experiențelor efectuate asupra motoarelor de tracțiune pe platforma fabricii și cu rezultatele încercărilor electromotoarelor în funcțiune pe linii.

(Din „Electricestvo" nr. 11/1955, *I.P.Isaev*).

S.S.

Acționări electrice

COMANDA AUTOMATA A TURAȚIEI MOTOARELOR ELECTRICE DE CURENT CONTINUU CU LIMITE LARGI DE REGLAJ

621.313.2—9 : 621.316.718.5.07

Este descris sistemul de comandă automată al turației motorului de curent continuu cu interval de reglaj al turației cuprins între 2 200 rot/min și 0,8 rot/min, la flux constant de excitație. În schemă este folosit un motor tip PN—28,5 de 4,2 kW, turația nominală $n = 2\,200$ rot/min ; o amplidină EMU-50 de 4,5 kW ; un tahogenerator asincron și un amplificator electronic, care constă dintr-un amplificator de curent alternativ, un sistem de redresare sensibil la variațiile decalajului și un amplificator diferențial de curent continuu, care alimentează două înfășurări de comandă ale amplidinei.

Schema descrisă este o combinație de sistem deschis de comandă, cu ajutorul căruia se obține turația dorită și de sistem închis de comandă, care asigură menținerea valorii fixate pentru turație cu precizie de 10 % la variații ale sarcinii cuprinse între 25 și 85 % față de valoarea nominală.

Pentru variații bruște ale sarcinii cu valori pînă la jumătatea sarcinii nominale, procesul tranzitoriu al sistemului decurge aperiodic cu o constantă de timp de 0,2—0,3 s.

Sistemul descris se distinge printr-o deosebită siguranță în exploatare și printr-un reglaj foarte lin al turației.

(Din „Electricestvo" nr. 9/1955, *Sucilin A.M.* și *Jurevici E.I.*)

S.S.

DESPRE FORMA CARACTERISTICII DE REGLAJ A TURAȚIEI MOTORULUI ELECTRIC PENTRU LOCOMOTIVE

621.333 : 621.316.718.5.012

În acest articol se studiază problema reglajului lin a excitației motorului de tracțiune pentru locomotive.

Reglajul turației motorului prin slăbirea fluxului de excitație dă posibilitatea reducerii limitelor de variație ale tensiunii generatorului și prin urmare a gabaritului generatorului.

Legile după care se efectuează reglajul, influențează în mod esențial, regimul termic al generatorului și motorului.

Obținerea caracteristicii optime de reglaj este ajutată de folosirea sistemelor cu reglaj lin. Una din soluții în legătură cu aceasta, este folosirea motorului cu excitație mixtă, cu alimentarea înfășurării de excitație separată de la o excitatoare specială.

În articol se analizează următoarele probleme :

a). elaborarea metodei pentru construirea caracteristicii tensiunii la bornele înfășurării de excitație separată, în funcție de curentul indusului, pentru o turație dată ;

b) stabilirea metodei pentru determinarea raportului dintre amperspirele înfășurărilor serie și de excitație separată ;

c) prezentarea schemei principale a excitatoarei. Ca excitatoare destinată asigurării legii de variație a tensiunii la bornele înfășurării de excitație separată, se propune folosirea unui generator cu excitație separată și înfășurare suplimentară care îndeplinește rolul reacției negative a curentului din indusul motorului.

(Din „Electricestvo", nr. 10/1955, *N. V. Gorohov* și *C. E. Radin*).

S.S.

Materiale electrotehnice

NOTE ASUPRA DEFINIȚIEI PERMEABILITĂȚII MATERIALELOR FEROMAGNETICE LAMINATE ÎN CURENT ALTERNATIV

621.318.32 : 538.213

Pentru a exprima permeabilitatea materialelor feromagnetice laminate se întrebuințează următoarele definiții :

— Permeabilitatea balistică μ este permeabilitatea dedusă din curba de magnetizare $B = f(H)$ ridicată în curent continuu prin metode balistice.

— În curent alternativ o valoare convențională care se ia pentru permeabilitate este $\mu_m = B_{max}/H_{max}$, în care B_{max} și H_{max} sînt valorile maxime efective ale lui B și H.

— Dacă se admite că mărimile B și H variază amîndouă sinusoidal și cu decalajul dintre ele constant în timp, se poate exprima permeabilitatea sub forma complexă $\underline{\mu} = \underline{B}/\underline{H} = \mu/\delta$ al cărui modul este dat de expresia $\mu_e = B_{eff}/H_{eff}$ (B_{eff} și

H_{eff} sînt valori eficace) şi argumentul se poate deduce din măsura puterii sau din parametrii unui circuit echivalent, considerînd proba un circuit electric, de sine stătător, liniar, traversat de un flux magnetic şi sediul unei f.e.m. şi un curent indus.

— După natura circuitului echivalent (serie sau paralel) se definesc permeabilitatea serie μ_s, respectiv permeabilitatea paralel μ între care se demonstrează că există relaţia $\sqrt{\mu_s \mu_p} = B_{eff}/H_{eff} = \mu_e$.

Determinarea experimentală a diverselor genuri de permeabilităţi se face după cum urmează :

Permeabilitatea balistică se determină din curba $B=f(H)$ obţinută în curent continuu prin metoda torului (erori inferioare lui 1 %) cu aparatul Epstein (erori pînă la ± 5 %) şi cu permeametrele.

Permeabilitatea convenţională μ_m se obţine prin metoda torului, în care B este obţinut prin măsurarea tensiunii secundare, iar H prin măsurarea valorii maxime a curentului magnetizant (din primar); şi cu aparatul Epstein în care B_{max} este obţinut măsurînd tot tensiunea din secundar, iar H_{max} este obţinut direct cu ajutorul potenţialometrelor.

Permebilitatea complexă se obţine prin :

— Metoda wattmetrică în care se măsoară pierderile în fier P_t şi apoi, fără ca wattmetrul să mai fie montat în circuit, se măsoară curentul din primar I_1 şi deci cîmpul H şi tensiunea din secundar V_2 şi deci inducţia B. Decalajul dintre H şi B se obţine ţinînd seama că $\cos \varphi_6 = P_f/V_2 I_1$. Se poate face şi o singură măsurătoare, citind simultan pierderile P_w, curentul primar I_1 şi tensiunea în secundar E_2, ambele în valori eficace, însă trebuie făcute anumite corecţiuni şi anume cîmpul va fi dat de valoarea eficace a curentului de mers în gol determinat de expresia

$$I_0 = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 - 2 I_1 I_2 \cos \varphi_1}$$

în care $I_2 = \Sigma \left(\frac{E_2}{R} \right)$ este curentul total absorbit de aparatele montate în secundar şi $\cos\varphi = P_w/E_e I_1$. Se obţine $\mu_e = B_{eff}/H_{eff}$.

— Metodele de punte în care, pe o probă în formă de tor cu o singură înfăşurare magnetizantă se măsoară rezistenţa R şi inductanţa L a circuitului echivalent serie sau paralel, la alegere. Dacă din aceste valori se scad elementele străine de probă (pierderi în cupru prin efect pelicular, efectul fluxurilor de scăpări etc.) se obţine pentru rezistenţa şi inductanţa echivalentă probei valorile R_s şi L_s şi impedanţa Z. După normele engleze, dacă N este numărul de spire al înfăşurării magnetizante, l-lungimea medie a probei, A-suprafaţa secţiunii sale transversale, permeabilitatea complexă $\underline{\mu} = \mu/\delta$ va avea modulul $\mu_c = lZ/N^2 \omega A$ şi argumentul $\delta = \text{arctg} \frac{R_s}{\omega L_s}$ în sistemul de unităţi Giorgi raţionalizat.

— Metodele potenţiometrice în care se determină valorile eficace ale lui B şi H cu ajutorul rezistenţelor montate în serie pe circuitul primar şi decalajul dintre ele cu ajutorul variatorului de fază.

În articol se dau diverse curbe şi valori pentru fier curat aliaje de Fe Si şi mumetal. Din comparaţia curbelor şi valorilor rezultă că permeabilitatea măsurată prin metode balistice se poate determina cu o precizie şi cu un grad de reproductibilitate mai mare faţă de permeabiliitaţile în curent alternativ. Deci chiar pentru materialele care urmează să funcţioneze în curent alternativ, permeabilitatea balistică este singura care permite şi să facă comparaţia între diversele calităţi. În ceea ce priveşte permeabilităţile în curent alternativ, ele nu pot caracteriza complet materialul şi poate să fie necesar, după utilizarea ce i se dă acestuia, să se cunoască mai multe din permebilităţile definite mai sus. De asemenea, trebuie cînd se dă valoarea unei permeabilităţi în curent alternativ, să se specifice natura ei, deoarece altfel se pot face în calcul erori grosolane.

(Din L'Elettrotecnica, tom. XLII, nr. 12/1955, *C. Chiodi*)

C.P.

COMPORTAREA IZOLAŢIEI DE HIRTIE ULEIATA LA TENSIUNE ALTERNATIVA CIND EXISTA O COMPONENTA DE TENSIUNE CONTINUA

621.315.614.64

Pentru studierea proceselor care au loc în materialul izolant atunci cînd se suprapune o componentă de tensiune continuă peste tensiunea alternativă, în acest articol se utilizează metoda oscilografierii curentului de pierderi.

Se arată că după forma curentului de pierderi se poate calcula conductibilitatea uleiului în grosimea izolaţiei.

Dacă se aplică dielectricului supus unei tensiuni alternative, o tensiune continuă de asemenea mărime încît intensitatea cîmpului magnetic în stratul de ulei să nu-şi varieze sensul, ionii de ulei se vor deplasa către marginile intervalului dintre celuloză şi ulei astfel încît mişcarea lor mai departe să fie împiedicată. Încercările efectuate asupra izolaţiei condensatorilor au arătat că în baza acestor procese, aplicarea tensiunilor care dau intensităţi ale cîmpului electric sub 35 kV/mm, duc în numeroase cazuri la obţinerea unor reduceri simţitoare ale pierderilor şi la sporirea duratei de viaţă a izolaţiei.

Cercetările caracteristicilor de ionizare ale izolaţiei au arătat că aplicarea tensiunii continue modifică în mică măsură tensiunea de ionizare, care, este determinată de componenta alternativă.

Intensitatea de lucru a cîmpului magnetic în condensatorii supuşi la tensiune alternativă concomitent cu o componentă continuă, poate fi aleasă ţinînd seama numai de componenta alternativă, cu condiţia ca amplitudinea maximă a intensităţii cîmpului aplicat să nu depăşească valoarea admisibilă în general pentru condensatori care lucrează sub tensiune permanentă de 35 — 40 kV.

(Din „Electricestvo", nr. 10/1955, *Kucischi G.S.*).

S.S.

HÎRTIA ACETILATĂ CA MATERIAL IZOLANT PENTRU ELECTROTEHNICĂ

621.315.614.6

Plecînd de la faptul că proprietăţile excelente ale hîrtiei uscate sînt anihilate rapid datorită higroscopicităţii specifice acestui material, autorul descrie fenomenul absorbţiei precum şi reducerea acesteia, prin blocarea grupelor exidrilice din molecula celulozei în urma acetilării.

Se explică apoi, proprietăţile electrice ale hîrtiei acetilate, menţionînd că alura curbei tangentei unghiului de pierderi în funcţie de temperatură, constituie un criteriu deosebit de important pentru aprecierea calităţii hîrtiei. Se arată, de asemenea, că prin impregnarea cu un ulei clorurat — cu o constantă dielectrică ridicată — hîrtia acetilată permite o repartiţie optimă a cîmpului. Articolul tratează în mod amănunţit dependenţa rigidităţii dielectrice de densitate şi stabilitatea proprietăţilor electrice ale hîrtiei acetilate la solicitări termice şi electrice, precum şi stabilitatea proprietăţilor mecanice la tratamente termice.

În ultimul capitol se expun premizele pentru aplicarea avantajoasă a hîrtiei acetilate, arătînd că ea este utilizată la izolarea cablurilor speciale pentru înaltă frecvenţă, precum şi la cablurile la care mantaua de plumb este înlocuită cu o manta dintr-un material termoplastic.

(Din Bull, A.S.E., tom. 46, nr, 22/1955, *W. Dieterle*).

V.I.

Tehnica vidului

UN NOU VACUUMETRU CU BIMETAL

531.788.6

O realizare recentă în tehnica vidului este un vacumetru electric cu indicaţie directă, care măsoară cu aproximaţie suficientă pentru scopuri tehnice curente, presiuni între $1 \ldots 10^{-3}$ tori. Funcţionarea acestui manometru se bazează pe variaţia conductivităţii termice a gazelor în vidul parţial, în funcţie de presiune în domeniul $1 \ldots 10^{-3}$ tori, se poate folosi în acest scop cu deosebit succes o spirală de bimetal.

Principiul conductivităţii termice se aplică şi la alte manometre — chiar de precizie — însă în cazul de faţă, datorită spiralei de bimetal încălzite electric, la al cărei capăt se aplică un arătător, se realizează un aparat cu indicaţie directă. Spirala dublă de bimetal *1*, este încălzită electric de la reţeaua alternativă reprezentată prin bornele *2*, printr-un stabilizator magnetic de tensiune *3* şi un reostat *4*. În stare de echilibru termic temperatura bimetalului depinde numai

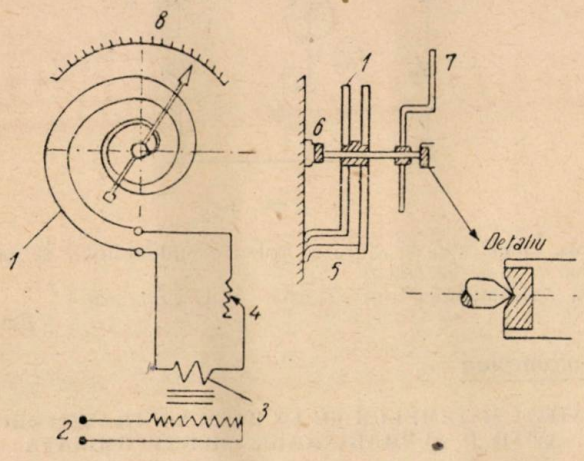


Fig. 1 Principiul vacuumetrului cu bimetal.

de presiune, adică de conductivitatea termică a gazului, deoarece toţi parametri electrici de încălzire sînt constanţi, iar gazul este mereu acelaşi (aer). De aceea diviziunile cadranului *8* de-a lungul căruia se mişcă acul *7* de la capătul spiralei de bimetal pot fi etalonate direct în tori.

În ce priveşte funcţionarea mecanică a aparatului, ea se bazează pe încovoierea bimetalului în funcţie de temperatură. Spirala de bimetal este dublă pentru ca ambele borne electrice să constituie totodată şi punctele fixe de încastrare *5*. Acul indicator *7*, care constituie celălalt capăt — mobil al spiralei duble, este împănat pe un ax care se roteşte sub acţiunea cuplului exercitat de spirală care se termină cu o bucşă, de asemenea, împănată pe ax. Axul este ascuţit la ambele capete şi aşezat între două pietre dure *6* (agat etc.) dintre care una este reglabilă cu şurub.

Acest aparat de măsurat poate fi folosit la toate instalaţiile din tehnica vidului, la care indicaţia directă şi citirea rapidă este mai importantă decît precizia.

(Din „Feinwerktechnik", 59(1955), nr. 12, (dec.)

A.Sz.

Electronica

TUBURI CU UNDE PROGRESIVE ŞI ELICE CUPLATE

621.385.029.6

Tuburile cu unde progresive au evoluat foarte puţin de la apariţia lor. În ceea ce priveşte circuitul acestor tuburi, de cele mai multe ori el este format încă dintr-o elice, susţinută din loc în loc de suporţi ceramici. Cuplajul tubului cu exteriorul se face printr-un ghid de undă şi o antenă mică, situată în imediata vecinătate a elicei. Cîmpul de viteză joasă care înconjoară elicea are o intensitate care scade exponenţial cu distanţa, astfel încît dispunerea unor obiecte în vecinătatea elicei, nu influenţează practic funcţionarea tubului. Aceasta face mai dificilă problema extragerii energiei din elicea unui tub cu undă progresivă — dacă se impune condiţia ca extragerea să se facă într-un punct oarecare de-a lungul elicei.

Soluţia optimă pentru această extragere se pare că constă în cuplarea unei a doua elice cu prima. Această cuplare de elice concentrice soluţionează şi alte probleme.

Cuplajul dintre cele două elice este strîns atunci cînd sînt realizate următoarele două condiţii : 1 — vitezele de propagare de-a lungul celor două elice sînt aproape egale atunci cînd elicele nu sînt cuplate ; 2 — sînt bobinate în sensuri contrarii. În aceste condiţii se poate face un transfer complet de putere de la elicea interioară la cea exterioară, pe o distanţă de o lungime de undă a elicei — ccea ce corespunde la circa 1/15 din lungimea de undă în spaţiul liber.

Tratarea teoretică a problemei elicelor cuplate se face prin teoria liniilor de transmisiuni sau prin teoria cîmpului electromagnetic. Rezultatele teoretice obţinute permit să se tragă o serie de concluzii practice prezentînd interes pentru proiectarea tuburilor cu unde progresive. De asemenea prezintă interes pentru inginerii de microunde, dîndu-le o bază teoretică pentru o serie de calcule aproximative.

(Din „The Bell System Technical Journal", v. XXXV (1956) nr. 1 (ian), *J.S. Cook, R. Kompfner* şi *C. F. Quate.*)

E.N.

TRANZISTORI DE ÎNALTĂ FRECVENŢĂ

621.314.7

Lucrări recente privind difuzia impurităţilor în germaniu şi silicen au sugerat că se pot realiza tranzistori de înaltă frecvenţă, controlîndu-se adecvat dimensiunile tranzistorilor.

Una din dimensiunile critice ale tranzistorilor cu joncţiune este grosimea stratului de bază. Aceasta limitează banda de frecvenţe în care se poate utiliza tranzistorii de tipuri mai vechi. Un progres considerabil s-a realizat în această privinţă reducînd grosimea bazei cu unul sau două ordine de mărime. Tehnicile actuale permit a se introduce donori şi acceptori în germaniu astfel încît să se realizeze grosimi difuzate de 1 micron, şi aceasta cu temperaturi şi timpuri de lucru realizabile. Punctul de plecare pentru aceşti tranzistori îl constituie germaniu de tip p, cu o rezistivitate de 0,8 ohmi-cm. Dintr-un cristal unic se taie un paralelipiped de dimensiuni convenabile, care se polizează spre a se obţine dimensiunile finale de $5 \times 1{,}5 \times 0{,}4$ mm. Acest corp se spală în apă deionizată şi se plasează în vacuum spre a fi impurificată. Cuptorul de vacuum constă într-o capsulă de molibden, încălzită prin radiaţie de către o bobină de tungsten. Capsula se încălzeşte la 1900°C. Ca sursă de impurităţi nu se utilizează un germaniu dopat cu arsenic la $10^{17} - 10^{19}/C^3$. Straturile obţinute după difuzie se evaluează măsurîndu-se conductibilitatea superficială. După aceasta se fac conexiunile de emiter şi bază utilizînd tehnica evaporării în vacuum şi a alierii în vacuum. Pentru emiter se evaporă Al spre a forma o mască de 1×2 miimi de ţol de 1 000 A. Se depune apoi un strat de aur — antimoniu de 3 000 A spre a forma o nouă porţiune de dimensiunile emiterului. Prin tratamente ulterioare această mască devine contactul bazei.

Această tehnică delicată de formare a tranzistorilor permite obţinerea unor tranzistori avînd frecvenţa de tăiere pentru α de 300 — 800 MHz. Constructorii speră ca prin perfecţionarea procedeului să obţină tranzistori care să funcţioneze la 1 MHz.

(Din TheBell System Technical Journal, v. XXXV, nr. 1, ian. 1956 *C.A. Lee*)

E.N.

CARCINOTRONUL

621.385.029.6

Carcinotronul este numele european al tubului cu unde regresive. Oscilaţii cu unde regresive se produc atunci cînd un fascicul de electroni interacţionează cu o structură periodică care este în general mai scurtă decît lungimea secţiunilor utilizate în amplificatorii cu unde progresive. Acest fapt explică apariţia ocazională a oscilaţiilor cu unde regresive în amplificatorii cu unde progresive. Atunci cînd viteza electronilor este sincronizată cu viteza de fază a undei regresive a unei structuri cu undă lentă, sistemul se comportă ca un amplificator cu undă regresivă, căruia i se aplică o reacţie pozitivă. El amplifică curentul sub valoarea critică. Peste valoarea critică a curentului din flux, sistemul începe să oscileze. Deoarece undele regresive sînt dispersive cu viteza de fază — care este funcţie de frecvenţă — frecvenţa oscilaţiilor poate fi variată în mod continuu prin schimbarea vitezei electronilor. În modul acesta tensiunea de accelerare a fasciculului de electroni poate fi utilizată pentru acordarea

oscilatorului cu undă regresivă. Rezultă din aceasta că oscilatorul cu undă regresivă se comportă într-un mod diferit de ceilalţi oscilatori utilizaţi pînă în prezent.

Studiile efectuate permit să se determine puterea la ieşire în funcţie de sarcina spaţială, pierderile în circuit, grosimea fasciculului de electroni şi neadaptările circuitelor. În plus permit a se determina efectul neadaptărilor asupra curentului de amorsare a oscilaţiilor, ca şi asupra frecvenţei. Concluziile studiilor este că randamentul sistemului poate fi ameliorat fie prin mărirea parametrului de cîştig. C, fie prin mărirea parametrului de sarcină spaţială. Pierderile din circuit. grosimea fasciculului şi dispersarea vitezelor au ca efect micşorarea randamentului.

Datele obţinute din studiile teoretice permit proiectanţilor să controleze cît mai strîns factorii care afectează puterea utilă la ieşirea oscilatorului şi să-i prezică randamentul. Un tub construit realizează o oscilaţie a cărei frecvenţă poate fi variată în mod continuu între 500 şi 1 000 MHz. (Din Proc. I.R.E v. 43 (1955) nr. 7 (iulie) *R. Grow, D. Walkins*).

N.E.

CALCULUL COEFICIENTULUI DE AMPLIFICARE ŞI A CARACTERISTICILOR DE BAZA ALE UNUI ETAJ DE AMPLIFICAREA CU TRIODA SEMICONDUCTOARE

621.375.4

Schemele echivalente ale triodei semiconductoare chiar şi în cîmpul de frecvenţe unde capacităţile interelectrodice nu au o influenţă prea mare, sînt mult mai complicate decît schemele echivalente ale tuburilor electronice.

În articol se demonstrează că o schemă echivalentă a triodei semiconductoare se poate reprezenta ca o schemă

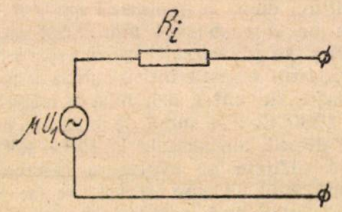


Fig. 1

echivalentă a unui tub electronic. O asemenea schemă reprezintă un generator de tensiune alternativă μU_1 (sau generator de curent SU_1) cu rezistenţă R_i (fig. 1).

Se dau expresiile care permit calculul parametrilor schemei echivalente prin diferite mijloace de cuplare a triodei semiconductoare. Se dau exemple de calcul a parametrilor pentru cazurile tipice şi se dau indicaţii pentru calculul caracteristicilor de frecvenţă şi de fază pentru amplificatorii cu unul şi cu mai multe etaje.

(Din „Radiotehnica"; nr. 2 1956, *S.G. Tichin*)

E.M.

METODA DE ANALIZĂ A SCHEMELOR COMPLICATE AVIND TRIODE CU CRISTAL

621.314.7.012.8

În introducere se arată că metoda cea mai comodă pentru calculul şi analiza schemelor complicate cu triode de cristal este metoda înlocuirii triodelor cu cristal şi a părţilor pasive ale schemei cu cuadripoli echivalenţi, prin utilizarea calculului material.

Mai departe se analizează proprietăţile matricei conductanţei triodei cu cristal. Se arată că trioda cu cristal reprezintă un tripol neautonom întrucît activitatea sa depinde de curenţii şi tensiunile exterioare.

Proprietăţile triodei cu cristal se descriu cu o matrice de coeficienţi constanţi, adică cu o matrice nedeterminată a conductanţei triodei

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{00} & Y_{0e} & Y_{ce} \\ Y_{e0} & Y_{ce} & Y_{cc} \\ Y_{c0} & Y_{ce} & Y_{ce} \end{bmatrix}$$

unde indică o *e*, şi *c* se referă în electrodul de bază (*o*)m, emiţătorul (*e*) şi colectorul (*c*).

Se indică modul în care se pot determina parametrii matricei conductanţei, precum şi metoda de analiză a sche-

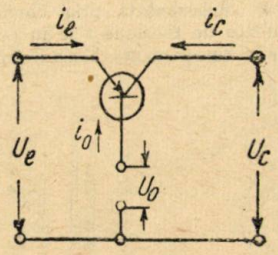


Fig. 2

melor complicate, cu ajutorul matricei conductanţei. Se dau două exemple de calcul.

Din „Radiotehnica" nr. 3 1956 — *I.A. Trohimenco*)

E.M.

Automatica

SINTEZA SISTEMELOR CU UN RASPUNS TRANZITORIU AVIND O SUPRAREGLARE PREDETERMINATĂ

621.316.7

În sinteza sistemelor dinamice se pune foarte des problema asigurării unui răspuns tranzitoriu convenabil, în ceea ce priveşte mărimea suprareglării, precum şi momentul la care acesta are loc, după aplicarea semnalelor la intrare.

Aceste caracteristici ale răspunsului tranzitoriu sînt determinate de localizarea relativă în planul complex a zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer a sistemului.

În cadrul articolului se studiază tocmai această legătură considerîndu-se o configuraţie specială a zerourilor şi polurilor sistemului, caracterizată printr-o pereche de poluri complexe,dominante care joacă un rol fundamental, în sinteza sistemelor restul polurilor şi zerourilor fiind reale.Se consideră pentru acest tip de configuraţie expresia generală a răspunsului tranzitoriu faţă de aplicarea unui semnal funcţie treaptă şi se calculează mărimea suprareglajului şi momentul în timp corespunzător pentru termenul datorit perechii de poluri complexe dominante. Se arată că această suprareglare depinde de localizarea relativă a zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer şi se indică curbe corespunzătoare pentru calculul factorului de suprareglare. Se consideră apoi contribuţia celorlalţi termeni din răspunsul tranzitoriu la marimea suprareglării indicîndu-se şi unele nomograme pentru calculul acestor contribuţii. Se tratează apoi modul de localizare permis al zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer, în concordanţă cu o anumită mărime specifică a suprareglării.

Se aplică rezultatele obţinute în două cazuri, corespunzînd unui sistem de reglare automată a turaţiei unui motor şi unei reţele de cuplaj între etajele unui video-amplificator.

(Din „Wireles Engineer, iunie, 1955).

Gh.I.

SELSINUL ŞI DOMENIILE SALE DE APLICARE

621.34.072,9 — 578

Articolul cuprinde o scurtă descriere a construcţiei selsinului şi a folosirii lui în diverse domenii. După ce se descriu două tipuri; cu cîmp polar şi cu cîmp inelar, se trece la utilizarea selsinului pentru telemăsuri ale măsurilor neelectrice (presiune, temperatură nivel), telemăsura mărimilor unghiulare, telenumărătoare etc. Slstemul de telemăsură cuprinde un emiţător şi un receptor. Sistemul este independent de variaţia de frecvenţă sau tensiune, precizia indicaţiei este influenţată de variaţia de rezistenţă a conductorilor de legătură şi de panta iniţială a cuplului motor.

Se indică diagramele : variaţia cuplului motor funcţie de ecalajul unghiulnW de răcire dintre emiţător şi receptor.

puterea consumată funcţie de unghiul de rotire, cuplul motor funcţie de numărul de receptori în paralel şi cuplul motor maxim funcţie de rezistenţa conductorilor,

In continuare se dau exemple de aplicare a selsinului în domeniul arborilor electrici (sistemul de proiecţie stereos-

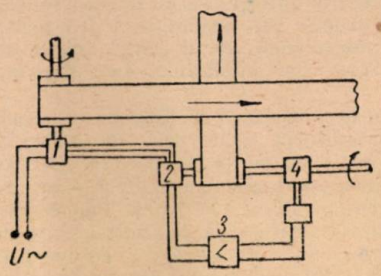


Fig. 1

copică a filmelor), pentru sistemele de urmărire şi pentru sistemele de reglare ca emiţator inductiv.

In fig. 1 este reprodusă schema de reglare automată a două benzi dintre care una lucrează ca emiţător (1). Rotoarele ambelor selsine sînt legate rigid cu benzile, iar înfăşurările statornice sînt conectate între ele. Înfăşurarea rotorică a emiţătoruiui este excitată cu curent alternativ monofazat, iar cea a receptorului (2) este conectată printr-un amplificator (3) la motorul care acţionează diferenţialul (4).

(Din *Regelungstechnik*, nr. 11/1855, *R. Vocht*).

L.W.

Electrocomunicaţii

EXCITAREA UNDELOR DE SUPRAFAŢĂ DE CĂTRE O ANTENĂ VERTICALĂ

621.396.67 :621.396.11

In ultimii ani s-a studiat mult în literatură undele excitate de către o antenă radiind în apropierea unei suprafeţe perfect conductoare ca şi cazul antenelor situate în apropierea suprafeţelor reactive. Articolul de faţă studiază cazul unei antene liniare verticale, înălţată pe un plan infinit, perfect conductor şi acoperit cu un strat subţire de dielectric. Studiul este teoretic, utilizînd expresii integrale de tipul integralei Helmholtz. Se utilizează rezultate obţinute anterior. Un apendice cuprinde studiul distribuţiei curentului în antenă.

Principalele rezultate obţinute de autor sînt următoarele: cîmpul zonei îndepărtate cuprinde două tipuri de unde. Astfel se distinge o undă radiată de tip sferic şi una sau mai multe unde de suprafaţă, cilindrice de tip TM. Atenuarea ultimilor unde scade exponenţial cu înălţimea de la suprafaţa dielectrică. Se combină cele două unde şi se trasează grafic cîmpul, spre a se pune în evidenţă importanţa undei de suprafaţă excitată de o antenă verticală.

Studiile teoretice au fost însoţite de studii experimentale care au fost efectuate într-o cameră pentru studiul microundelor. Camera era aneroidă, avînd pereţii trataţi convenabil spre a absorbi microundele. În cameră s-a introdus planul metalic, care a fost acoperit cu diverse straturi de dielectrici.

Rezultatele experimentale au fost prezentate atît într-o formă convenabilă pentru compararea cu rezultatele teoretice, cît şi într-o formă modificată spre a permite proiectarea antenelor care trebuie să excite unde de suprafaţă.

S-au efectuat şi studii asupra planelor parţial acoperite, spre a se înţelege mai bine fenomenele. Aceste ultime rezultate prezintă interes şi în studiul radiatorilor directivi.

(Din Proc. I.R.E. v. 43 (1955) nr. 6 *D.B. Brick*)

E.N.

NOI STUDII RELATIVE LA ANTENELE DE AVION

621.396.676 :629.135

Antenele de avion diferă ca problematică de antenele curente utilizate în radiocomunicaţii din mai multe puncte de vedere. Astfel datorită faptului că antenele se găsesc în vecinătatea avionului, configuraţia totală nu se poate trata nici ca sistemele situate în apropierea unui plan perfect conductor — ca antenele de la sol — şi nici nu se pot considera ca fiind complet izolate în spaţiu. De asemenea antenele de avion trebuie să satisfacă anumitor condiţii aerodinamice — care devin din ce în ce mai imperioase, pe măsură ce viteza avionului creşte. În fine datorită funcţionării în condiţii speciale, aceste antene trebuie să satisfacă anumite condiţii speciale în ceea ce priveşte caracteristica de radiaţie.

Studierea antenelor de avion se poate face convenabil divizînd prezentarea în trei părţi, corespunzînd benzilor ce frecvenţă. Se distinge astfel banda frecvenţelor joase; banda rezonanţei longitudinale şi în fine banda rezonanţei transversale sau banda de difracţie. Limitele acestor benzi sînt date de raportul dintre dimensiunile avionului şi lungimea de undă. În fiecare din aceste regiuni, caracteristica de radiaţie a antenelor de avion are un aspect caracteristic. Pentru frecvenţele joase caracteristica este cea corespunzînd radiaţiei în spaţiul liber. Aceasta se întîmplă pentru frecvenţe sub 2 MHz.

Studiile teoretice şi datele experimentale permit astăzi să se calculeze cu suficientă precizie performanţele antenelor de avion în domeniul undelor sub 2 MHz — fie că este vorba de antene dipol electric, fie de antene dipol magnetic.

Banda frecvenţelor de rezonanţă longitudinală se întinde practic între 3 şi 30 MHz. În aceste frecvenţe în corpul metalic al avionului apar curenţi induşi, care pot circula dintr-un capăt al unei aripi spre capătul aripii opuse — sau dinspre ampenaj spre extremităţile aripilor. În acest domeniu aripile şi fuselajul pot servi ca radiatori excelenţi dacă sînt excitaţi în mod convenabil.

Banda de difracţie cuprinde frecvenţele mai mari de 100 MHz. În acest domeniu este posibil a se realiza antene acordate pe o bandă largă.

(Din Proc. I.R.E. v. 43 (1956) nr. 5 (mai) p. 533—550 *J. Granger. J. Bolljahn.*) *E.N.*

RECEPŢIONAREA EMISIUNILOR DE TELEVIZIUNE LA MARI DISTANŢE

621.397.5 : 621.396.11

Mari succese în recepţionarea emisiunilor de televiziune la mari distanţe au obţinut V. Petersen şi I. Sandblom din sudul Elveţiei. Utilizînd un aparat de televiziune obişnuit cu un tub de 17 ţoli şi cu un dipol simplu, au recepţionat la 1 iunie 1954 emisiunea de televiziune din Uniunea Sovietică. După aceasta cu ajutorul unei antene mai complicate au început să recepţioneze programele de televiziune din U.R.S.S., R. Cehoslovacă, Italia, Suedia, Germania, Danemarca şi Olanda.

La recepţionarea centrelor de televiziune a căror semnale de imagine lucrează la frecvenţe de 48,25 ; 49,75 ; 55,25 MHz, rezultate bune au fost obţinute cu antene simple iar pentru recepţionarea semnalelor de imagine ale centrelor de televiziune care lucrează la frecvenţa de 62,25 MHz s-a utilizat o antenă cu 8 elemente instalată pe un turn de 12 m pe acoperişul casei sau, simplu, la 20 m deasupra pămîntului. Cu ajutorul unui sistem mecanic, antena se putea dirija în orice direcţie.

În anul 1955, recepţionarea a fost mai proastă. S-au recepţionat reciproc numai emisiunile sovietice şi italiene.

Revista franceză „La Television Française" a comunicat că în mod curent în Alger erau recepţionate emisiunile de televiziune din Londra (frecvenţa purtătoare a canalului video 45,0 MHz, frecvenţa sonică conducătoare 42,5 MHz) şi din Paris (respectiv 46,0 MHz şi 42,0, MHz).

(Din „Radio", nr. 1/1956, *S. Hazan*). *E.M.*

INSTALAŢIE DE TELECOMUNICAŢIE PENTRU SERVICIUL DE DISPECER IN SECTORUL ENERGIEI ELECTRICE

621.315.052.63 : 338.062.15

Pentru a face posibilă o funcţionare rapidă şi eficace a unui sistem de comandă electro-energetic modern, specialiştii cehoslovaci au elaborat un sistem de ansamblu pentru telecomunicaţii. Condiţiile fundamentale care se pun unei astfel de instalaţii sînt : funcţionare impecabilă, cheltuieli de întreţinere şi de consum cît mai reduse, construcţie simplă şi economică şi posibilitate de utilizare multiplă. Deosebit de aceasta, la exploatarea liniilor de înaltă tensiune, proprietatea cea mai importantă a unui astfel de sistem constă în ocuparea unei benzi cît mai înguste de frecvenţe. În acest scop, noile instalaţii lucrează cu o singură bandă laterală, fapt care reduce la jumătate domeniul frecvenţelor ocupate (bandă spectrală) mărind în acelaşi timp raza de acţiune.

O caracteristică a acestei instalaţii o constituie separarea căilor de telemecanică de cele telefonice.

Părţile principale ale acestei instalaţii sînt următoarele :

1) instalaţia telefonică de înaltă frecvenţă cu bandă laterală unică TESLA JVT2 ;

2) instalaţie de transmisie de înaltă frecvenţă cu 12 canale, TESLA VDM 12, împreună cu aparatura de telemăsură KRIZIK.

Fiecare dintre aceste două instalaţii ocupă o bandă de 2,5 Hz lăţime pentru fiecare direcţie de transmisie şi poate funcţiona pe banda de frecvenţă de la 40 kHz pînă la 300 kHz.

Instalaţia telefonică de înaltă frecvenţă cu bandă laterală unică TESLA — JVT2 este destinată transmisiilor pe linii de 100 sau 220 kV. Ea lucrează după principiul dublei modulaţii, prin care banda frecvenţei vocale este transpusă în emiţător, în banda de înaltă frecvenţă dorită.

Pentru recepţie se utilizează un receptor superheterodină, care prin dubla modulaţie, transpune din nou banda de frecvenţă primită în domeniul acustic iniţial. Un cristal de cuarţ comun stabilizează frecvenţa celui de al doilea modulator al emiţătorului, precum şi cea a primului etaj de amestec al receptorului. Pentru acordarea într-o altă bandă de frecvenţă este suficient să se schimbe acest cristal şi filtrul de înaltă frecvenţă.

Alegerea unui sistem cu schimbător de frecvenţă permite conectarea unui număr de maximum 5 staţii într-un sector telefonic, astfel încît necesitatea de benzi de frecvenţă se reduce considerabil.

Centrala automată a acestei instalaţii permite conectarea a trei abonaţi, fiecare avînd numărul său propriu. Manipularea semnalului de apel ca şi a celui de ocupat este aceeaşi ca şi la o centrală obişnuită. Ansamblul automat nu conţine nici un selector. O serie de dispozitive speciale permit o selecţie directă în sectoare învecinate, convorbiri simultane şi conectarea cu centrala telefonică automată locală.

Instalaţia de transmisie de înaltă frecvenţă TESLA VDM 12 cuprinde 12 canale care pot fi utilizate pentru transmiterea de impulsuri pentru telemăsură, pentru semnalizarea la distanţă şi telecomandă, pentru transmiterea frecvenţei de reţea, cu faza corectă şi pentru protecţia sectorului.

Dispozitivul este construit în formă de dulap, cu unităţi cuprinzînd fiecare cîte 4 canale de transmisie. Într-un dulap pot fi instalate trei unităţi de acest fel (deci în total 12 canale). Această construcţie este avantajoasă atît pentru instalarea treptată a transmisiilor, cît şi pentru transmisiile cu adăugarea, reducerea sau ramificarea unor canale de-a lungul reţelei.

Emiţătorul fiecărui canal conţine cîte un oscilator propriu, controlat cu ajutorul unui cristal de cuarţ, comandat de impulsurile emiţătorului de telemăsură. Oscilatorul este acordat numai cu acest cristal, astfel încît acordarea cu oricare dintre frecvenţele situate în banda dintre 40 şi 300 kHz poate fi realizată prin simpla înlocuire a cristalului. Un etaj de amplificare cu un tub, dotat cu o pentodă finală, lucrează direct în linie. Intervalul respectiv de frecvenţe al oscilatorului este de 120 Hz (eventual 240 Hz).

Partea receptoare funcţionînd ca superheterodină, cu modulaţie dublă, transpune oscilaţiile de înaltă frecvenţă ale emiţătorului de bandă frecvenţelor audio, care, cu ajutorul filtrelor de bandă, sînt repartizate la diferitele receptoare. Aici semnalul este amplificat şi redresat, iar impulsurile rezultate sînt transmise receptoarelor de telemăsură proprii-zise.

Pentru a se face posibilă transmiterea a mai multor căi de telemăsură la distanţe mai mari, printr-un cablu normal sau printr-o linie aeriană, a fost creat sistemul de transmisie de joasă frecvenţă cu 12 canale TESLA NDM 12. Din punctul de vedere al construcţiei, acest sistem este aproape identic cu sistemul VDM 12, cu singura diferenţă că emiţătorul este dotat cu oscilatori stabili de joasă frecvenţă.

Instalaţia de telemăsură KRIZIK, dă posibilitatea să se măsoare toate mărimile necesare în exploatarea energetică : tensiuni, curenţi, frecvenţe, puteri active şi reactive, în diverse conexiuni, cu indicarea sensurilor. Ea permite, de asemenea măsurarea globală a puterilor cu ajutorul unui aparat de măsură în partea emiţătoare, formarea totalului (integrarea) pe partea receptoare şi, eventual, transmiterea acestui total.

Sistemul KRIZIK este, de asemenea, construit în aşa fel încît să ofere o garanţie în funcţionare şi un minimum de întreţinere, el nu conţine nici un releu electro-mecanic. În partea emiţătoare turaţia unui contor de energie este transformată în densitate de impulsuri pe cale fotoelectrică. După amplificare, aceste impulsuri sînt îndrumate spre receptorul de telemăsură, pentru distanţe mici — în mod direct, iar pentru distanţe mari — prin intermediul aparatajului de transmisie TESLA.

Aici, densitatea impulsurilor se transformă în circuitele electronice, în curent continuu a cărui mărime este dată de aparatele indicatoare directe, sau de aparatele de înregistrare etalonate în conformitate cu valorile măsurate.

(După Kovo-export A/3/1955) *S.M.*

A 70-a aniversare a academicianului prof. C. I. Budeanu

621.3 : 92 (Budeanu C. I.)

Printre oamenii de ştiinţe din ţara noastră, care au avut o contribuţie deosebită în fundamentarea ştiinţifică şi în dezvoltarea electrotehnicii, se numără şi Acad. Prof. C.I. Budeanu de la a cărei naştere s-au împlinit 70 de ani.

Academicianul Prof. C.I. Budeanu s-a născut la 16 februarie 1886 în oraşul Buzău, şcoala primară şi liceul absolvindu-le la Galaţi. În 1903 este admis la Şcoala Naţională de Poduri şi Şosele, pe care o absolvă în 1908, obţinînd diploma de inginer, al doilea clasificat în promoţie.

În urma concursului depus la Academia Romînă în toamna aceluiaşi an, obţine bursa „Adamache" pentru specializare la Paris, unde urmează cursurile Şcolii Superioare de Electricitate, iar în 1909 obţine diploma de inginer, clasificat printre primii zece.

În anul 1916 a fost numit asistent la Şcoala Naţională de Poduri şi Şosele, din Bucureşti pe lîngă cursul de Electricitate şi Electrotehnică. În 1920, la înfiinţarea Şcolii Politehnice din Bucureşti a fost numit Conferenţiar la cursurile de Măsuri electrice şi Tracţiune electrică. În 1926, în urma unui concurs depus, a fost numit Profesor titular la acelaşi curs. A predat apoi cursul de Electricitate şi Măsuri electrice. În urma reorganizării învăţămîntului superior, în 1948, a fost numit Profesor Şef de Catedră, mai întîi la cursul de Electricitate şi Electrotehnică şi apoi la cursul de Bazele teoretice ale electrotehnicii, post pe care îl ocupă şi astăzi.

Activitatea ştiinţifică, îmbinată strîns cu cea tehnică şi-a început-o în 1912 cînd a publicat un studiu asupra reostatelor lichide pentru încercarea generatorilor electrici. De atunci, activitatea sa ştiinţifică este neîntreruptă şi se cristalizează într-un număr de 85 lucrări însumînd peste zece mii de pagini. La acestea trebuie adăugate nenumărate conferinţe, consultaţii etc. rămase nepublicate. A participat, de asemenea, la numeroase congrese şi reuniuni ştiinţifice naţionale şi internaţionale unde a prezentat, aproape întotdeauna comunicări.

Activitatea ştiinţifică şi tehnică a Acad. Prof. C.I. Budeanu este multilaterală. Din ea se poate desprinde totuşi faptul că ea a fost axată pe două direcţii bine definite : una în domeniul energetic, unde s-a ocupat în special de problema puterii şi energiei reactive, şi una în domeniul metrologiei.

Contribuţia sa în lămurirea problemei reactive a avut drept consecinţă introducerea în electrotehnică a unui nou capitol a cărui importanţă creşte pe măsură ce se dezvoltă electrificarea. Prin această contribuţie s-a situat printre fruntaşii electrotehnicii romîneşti şi a celei internaţionale.

In problema puterii şi energiei reactive, Acad. Prof. C.I. Budeanu a dat o largă contribuţie în precizarea acestor noţiuni dînd şi o nouă demonstraţie a proprietăţii de conservare, bazată pe realitatea fizică a mărimilor instantanee de puteri, tensiune şi curent. Puterea reactivă apare astfel ca fiind substratul fizic al factorului de putere. O serie de definiţii şi propuneri pe care le-a făcut au fost adoptate de forurile internaţionale şi sînt intrate astăzi în uzul comun. Printre acestea trebuie citată denumirea unităţii de putere reactivă, *var*-ul. Academicianul Prof. C. I. Budeanu fost primul care a instalat în ţara noastră un compensator sincron şi a propus şi realizat compensarea puterii reactive a motoarelor asincrone cu ajutorul condensatorilor statici individuali.

Criticînd vechea metodă a sinusoidei echivalente folosită la studiul regimului nesinusoidal, precum şi anumite definiţii arbitrar date puterii reactive într-un asemenea regim, Acad. Prof. C. I. Budeanu, a introdus o concepţie nouă în această problemă, aceea a separării puterii aparente în trei puteri putînd fi reprezentate ortogonal într-un sistem tridimensional. Apare astfel, alături de puterile activă şi reactivă, a căror definiţii în regim nesinusoidal au fost precizate cu această ocazie, o nouă mărime de putere, *puterea deformantă*, caracteristică unui asemenea regim. Prin numeroase alte cercetări Acad. Prof. C.I. Budeanu a scos în evidenţă o serie de proprietăţi ale puterii deformante cît şi rolul pe care îl are această mărime la studiul aparatelor şi fenomenelor deformante într-o instalaţie electrică.

Noţiunea de putere deformantă a fost introdusă în ştiinţă de Acad. Prof. C. I. Budeanu în 1927. Această noţiune şi metodele de studiu ale regimurilor deformante sînt, astăzi, considerate drept chestiuni clasice de electrotehnică şi ele figurează în tratatele respective.

Nu mai puţin susţinută a fost activitatea sa în metrologie. Acad. Prof. C.I. Budeanu este unul dintre cei mai mari susţinători al sistemului de unităţi Giorgi, numit astăzi sistemul practic. În numeroase lucrări a arătat necesitatea introducerii în electromagnetism a unui sistem practic cu patru unităţi, derivat din sistemul Giorgi, sub forma MKSC sau MKSA. Acest punct de vedere astăzi confirmat prin introducerea obligatorie — pe plan internaţional — a sistemului practic general de unităţi MKSA. Ca precursor, Acad. Prof. C. I. Budeanu a introdus încă de acum 15 ani, acest sistem de unităţi în învăţămîntul electrotehnicii, în cursul pe care îl predă studenţilor săi la Institutul Politehnic din Bucureşti.

Pentru deosebita sa activitate ştiinţifică, pentru începutul de şcoală pe care a creat-o, în 1939, Prof. C. I. Budeanu a fost numit membru corespondent al Academiei Romîne, iar în 1955, membru titular al Academiei Republicii Populare Romîne.

La împlinirea celor 70 ani de viaţă, Acad. Prof. C.I. Budeanu este în plină putere de muncă şi creaţie. Ştiinţa şi tehnica romînească îşi va mai îmbogăţi patrimoniul cu încă multe contribuţii de ale sale, ridicîndu-şi astfel cît mai sus prestigiul său.

Prof. Dr. Ing. **I. S. Antoniu**

Academicianul prof. I. S. Gheorghiu la 70 de ani de viaţă

621.3 : 92 (Gheorghiu I. S.)

De curînd, Acad. Prof. I.S. Gheorghiu a fost sărbătorit de către foştii săi elevi şi actualii săi colaboratori, cu ocazia împlinirii a 70 de ani de viaţă şi a 45 de ani de rodnică activitate profesională.

Născut la Bacău, în 1885, I.S. Gheorghiu îşi face studiile liceale în Bucureşti, reuşind primul la examenul de bacalaureat.

Tot în locul întîi îl găsim, ca şef de promoţie, în lotul celor 12 diplomaţi ai Şcolii de Poduri şi Şosele din Bucureşti, seria 1909.

Prevăzînd rolul important pe care îl va juca electrotehnica în dezvoltarea economică a ţării noastre, se hotărăşte să-şi continue studiile în străinătate, pentru a se specializa în această disciplină.

In acest scop, obţine bursa Adamache a Academiei Romîne şi pleacă la Paris. Acolo, urmînd exemplul fostului său profesor de electricitate de la Şcoala de Poduri şi Şosele, savantul Acad. Prof. N. Vasilescu-Karpen, intră la Şcoala Superioară de Electricitate, care îi conferă, după absolvire, diploma de inginer electrician.

Pe baza temeinici sale pregătiri teoretice şi practice, este numit, la 1 februarie 1921, Conferenţiar în Învăţămîntul Superior, la Şcoala Politehnică, înfiinţată cu un an înainte în locul Şcolii de Poduri şi Şosele şi la Institutul Electrotehnic al Facultăţii de Ştiinţe din Bucureşti. In anul 1926 devine Profesor definitiv de Maşini Electrice la Şcoala Politehnică, iar în 1948, Şeful Catedrei de Maşini Electrice.

Vom analiza în mod succint, atît cît ne îngăduie cadrul unui asemenea articol, bogata activitate profesională, didactică şi ştiinţifică a Acad. Prof. I.S. Gheorghiu.

In serviciul căilor ferate, Prof. I.S. Gheorghiu întocmește primele proiecte de electrificare a liniei Ploiești-Predeal.

In serviciul Intreprinderii de Electricitate din București, proiectează și execută cele mai importante realizări ale acestei întreprinderi. Citățm, printre altele: transformarea Uzinei Filaret; extinderea rețelei de 5 kV înafara Capitalei; introducerea cablului subteran de 30 kV; electrificarea rurală în jurul Capitalei; exploatarea liniilor de 110 și 60 kV și a hidrocentralei de la Dobrești: modernizarea și extinderea uzinei cu cazane Loffler cu turbină înaintașă, soluție îndrăzneață la acea epocă, care a permis mărirea puterii acestei uzine de la 30 000 kW la 80 000 kW.

In consiliul Superior al Energiei, Consiliul Superior al Exploatărilor Comunale, Consiliul Tehnic etc., în care a funcționat în calitate de membru și adesea de președinte, Prof. I.S. Gheorghiu a luat parte la discutarea și la elaborarea celor mai importante lucrări în domeniul tehnic și, mai ales, în cel energetic, efectuate în țară în ultimii 25 ani. Datorită competenței sale, unanim recunoscute, părerile și propunerile Prof. I.S. Gheorghiu au avut întotdeauna o pondere deosebită, mai ales atunci cînd se lua vreo hotărîre în probleme controversate.

Temeinica pregătire teoretică și bogata sa experiență permit Prof. I.S. Gheorghiu să desfășoare o rodnică activitate pe tărîm didactic. Inalta competință profesională a inginerului se îmbină, în profesor, cu un deosebit dar pedagogic. Prelegerile cursului său de Mașini Electrice sînt pătrunse de un riguros spirit științific. Expunerea sa clară, nuanțată, bazată pe raționamente simple, bine construite, ușurează eforturile de percepere ale studenților. Lecțiile sale sînt mereu împrospătate cu noutăți științifice și tehnice, cursul ținînd pasul ultimelor progrese realizate în domeniul disciplinei predate.

De aceste înalte calități ale Profesorului au beneficiat peste treizeci de promoții de ingineri electromecanici și electrotehnici, folosiți astăzi în numeroase compartimente tehnice și economice ale Statului, unde, mulți dintre ei, ocupă locuri de mare răspundere.

Pe tărîmul cercetărilor științifice, Prof. I. S. Gheorghiu depune aceeași muncă rodnică, afirmîndu-se ca un activ și foarte valoros cercetător. El a atacat probleme din diferite domenii ale electrotehnicii, în special din domeniul electrificării, al producerii și tarifării energiei electrice și al teoriei mașinilor electrice.

In lucrările sale privind electrificarea căilor ferate, autorul introduce și preconizează o serie de noțiuni necunoscute, sau puțin cunoscute, la epoca cînd aceste lucrări au fost publicate. Menționăm, printre altele: traficul critic în studiul rentabilității electrificării căilor ferate; aplicarea lungimilor virtuale pentru stabilirea diagramelor de consum; stabilirea unei formule pentru determinarea rampei de la care electrificarea unei linii de cale ferată începe a fi mai avantajoasă decît dublarea ei, în vederea sporirii capacității de trafic; introducerea în calculul rentabilității unei electrificări de cale ferată a problemei locomotivelor cu abur, care rămîn disponibile prin electrificare etc.

In lucrările sale privind problema repartizării puterilor active și reactive în mersul în paralel al uzinelor electrice, autorul stabilește metode originale de cercetare.

În aceeași ordine de idei, s-a ocupat cu rolul puterii sincronizate la mersul în paralel al alternatoarelor.

În domeniul mașinilor electrice, Prof. I.S. Gheorghiu a studiat o serie de probleme, extrem de interesante, printre care citățm:

a) forțele axiale la transformatori, unde aduce importante contribuții teoretice și experimentale;

b) diverse chestiuni în legătură cu determinarea reactanțelor parțiale de scăpări ale transformatorilor;

c) studiul motoarelor alternative cu colector, prin aplicarea teoriei cuadripolilor;

d) teoria unitară a mașinilor electrice, problemă deosebit de interesantă și atrăgătoare prin ideea de a se crea o teorie generală unică, din care să se poată particulariza teoria diverselor mașini electrice cunoscute.

În domeniul tarifării energiei electrice, Prof. I.S. Gheorghiu întreprinde diverse studii printre care menționăm o metodă originală, cu ajutorul căreia se pot compara, între ele, tarife bazate pe ipoteze diferite.

Unele din lucrările sale publicate în străinătate sînt citate în diferite reviste de specialitate.

Fiind primul dascăl care a predat în țara noastră, la un nivel superior, un curs de mașini electrice, Prof. I.S. Gheorghiu are marele merit de a fi introdus în limba romînească, ținînd seama de spiritul și caracterul ei fonetic, o serie de termeni tehnici din domeniul mașinilor electrice, care au fost adoptați și fac astăzi parte din patrimoniul limbii romîne contemporane. Denumirile de indus, inductor, întrefier, înfășurare, crestătură, inductanță de scăpări, flux de scăpări, cap de bobină, cale de curent etc. au fost create de Prof. I.S. Gheorghiu.

A participat la diverse Congrese de specialitate din țară și străinătate, aducînd importante contribuții personale.

Pentru remarcabila sa activitate pe tărîm științific, didactic și tehnic, Prof. I.S. Gheorghiu a fost ales membru în fosta Academie de Științe. În anul 1948 a fost ales membru corespondent al Academiei R.P.R. și ridicat, în 1953, la gradul de membru titular al acesteia. In prezent, este Președinte al Secției a III-a tehnică și membru al Prezidiului Academiei R.P.R.

Pentru meritele sale excepționale, a fost distins, în anul 1953, cu Ordinul Muncii cl. I.

Tot în cadrul Academiei R.P.R. Prof. I.S. Gheorghiu activează, încă din 1951, cu multă competență ca Director al Institutului de Energetică, unde a contribuit și contribuie, într-o largă măsură, la organizarea și dezvoltarea acestei importante instituții de cercetare.

Opera realizată de Acad. Prof. I.S. Gheorghiu nu poate fi privită în adevărata ei lumină, fără a ține seama de calitățile sale sufletești și darul său de a cunoaște și înțelege omul. El a știut, în toate ocaziile, să-și apropie colaboratorii, să le cultive posibilitățile, să le dea îndrumarea necesară unei munci cît mai rodnice, unei formații cît mai desăvîrșite.

La împlinirea vîrstei de 70 de ani și a 45 de ani de carieră, el continuă să desfășoare, ca și în trecut, aceeași activitate neobosită și plină de succese, mulțumită mijloacelor ce i s-au pus la dispoziție de regimul actual.

Acad. Prof. I.S. Gheorghiu: un inginer de înaltă calificare, un dascăl prețuit și iubit, un cercetător distins.

Conf. ing. **C. Lazu**

Cîteva noutăți și perfecționări constructive prezentate de Republica Democrată Germană la Tîrgul Internațional de Primăvară din Leipzig, 1956

621.3 : 061.4 (430)

Electromotoare izolate cu silicon. Noua serie de electromotoare izolate cu silicon prezentate de fabrica din Wernigerode, sînt indicate în special acolo unde intervin importante solicitări anormale, de exemplu în cazul pornirilor și opririlor frecvente, suprasarcini însemnate, frînări puternice sau atunci cînd motoarele sînt supuse unor radiații calorice ori se montează într-un mediu ambiant cu temperatură ridicată.

Izolația sîrmei de bobinaj constă din fire de sticlă — material extrem de stabil la temperatură — iar impregnarea bobinajelor se face cu lac silicon, care își păstrează calitățile pînă la temperatura de 200°C.

Costul relativ mai ridicat al acestor motoare este compensat de durata de viață considerabil mai mare.

*

Convertizor de frecvență și tensiune. Acest convertizor a fost conceput pentru alimentarea dispozitivelor de vibrat beton cu o frecvență mai ridicată și o tensiune scăzută care să nu fie periculoasă. El se compune dintr-un motor trifazat în scurtcircuit, folosit ca mașină de antrenare și unul cu inele colectoare folosit drept convertizor de frecvență și tensiune. Ambele mașini au arborele comun, astfel încît

construcția agregatului este închisă și lipsită de cuplaj. Aparatajul auxiliar este capsulat și montat pe agregat, comanda fiind executată prin butoane. Comenzile greșite sînt excluse datorită sistemului de zăvorîre electrică.

Agregatul furnizează o putere de 6,5 kVA reducînd tensiunea de la 220/380 V la 46 V și mărind frecvența de la 50 la 150 Hz.

Curentul de utilizare este luat de la patru prize de 25 A fiecare. In cazul cînd consumatorul necesită un curent mai mare de 25 A, se leagă în paralel două sau mai multe prize.

Agregatul este montat pe un șasiu prevăzut cu două roți, astfel încît se asigură deplasarea sa comodă pe șantier sau în uzinele de prefabricate.

*

Incălzire inductivă la frecvență industrială Incălzirea industrială cu frecvența joasă a rețelelor electrice, a fost întrebuințată cu succes pentru diferite procese tehnologice industriale sau topiri în intervalul de temperaturi de 200 pînă la 500°C.

Deoarece la recipiente mai mari cu încălzire exterioară intervin diferențe și nepreciziuni ale temperaturii, s-a construit un sistem de încălzire inductivă a fundurilor plate sau ușor conice ale recipientelor, precum și un corp de încălzire inductiv care se cufundă în masa lichidului. Ambele lucrează pe principiul transformatorului, avînd un primar bine izolat termic și un secundar format dintr-o singură spiră în scurtcircuit. La dispozitivul de cufundare secundarul este constituit de cilindrul gol de fier al acestuia, iar la încălzirea prin fund, de însuși fundul de fier al recipientului; în ambele cazuri fierul îndeplinind și funcția de miez al transformatorului.

Factorul de putere este cuprins între 0,6 și 0,7 și poate fi îmbunătățit cu ajutorul unor condensatori statici.

Randamentul încălzirii prin cufundare este de 100%, iar cel al încălzirii prin fund de 90%, la o bună izolație termică. Alte avantaje ale dispozitivelor descrise sînt : reducerea supraîncălzirilor locale, interval mare de reglaj și precizia reglajului, siguranță contra exploziilor etc.

*

Mașini de sudură. Mașinile de sudat prin puncte și de sudură prin cusătură din seria PNA se caracterizează prin comanda electronică complet automată, care permite sudarea după program. In acest mod, timpul de sudură, curentul și presiunea pot fi reglate cu cea mai mare precizie conform necesităților.

Dispozitivul de comandă este astfel construit, încît toate organele sale sînt ușor accesibile și sînt posibile eventuale extinderi. Dispozitivul de sudură prin cusătură al acestor mașini este prevăzut cu un motor de antrenare, reglabil în patru trepte. Sudarea în direcție longitudinală sau transversală este asigurată prin noul cap superior cu role împreună cu brațul inferior existent și la mașinile de tip anterior.

*

Lămpi de spate pentru trenuri, cu acumulator nichel-cadmiu. In întuneric, este foarte greu să se stabiliască direcția de mers a unui tren, fapt care prezintă un pericol deosebit în mine. Acest pericol poate fi înlăturat prin folosirea lămpilor speciale construite de fabrica din Zwickau, care se așază cîte două în spatele trenului. Lămpile sînt prevăzute cu becuri cu două filamente, unul situat într-un balon de sticlă albă, iar al doilea într-un balon de sticlă roșie. In partea de jos a lămpilor— confecționată din tablă de oțel — se află un acumulator bicelular cu nichel-cadmiu, cu o capacitate de 30A.

Un dispozitiv special de comutare, acționat de osia vagonului comandă aprinderea luminii albe atunci cînd trenul merge înapoi și aprinderea luminii roșii atunci cînd acesta merge înainte.

Lămpile sînt prevăzute cu un dispozitiv practic de fixare pe vagon.

*

Lămpi de mină cu becuri cu două filamente. Pentru mine s-a construit un nou tip de lampă ce se fixează pe cap, prevăzută cu un bec cu două filamente de 2,5 V, 1,2/0,7 A. In acest fel, înafara avantajului că minierul are la dispoziție două intensități luminoase, sînt înlăturate și întreruperile în lucru datorite arderii filamentului. Lampa este realizată din noul material „Polyamid", care este rezistent la șocuri și lovituri, iar pentru mărirea siguranței, este prevăzut cu un dispozitiv de întreruperea curentului în cazul spargerii sticlei frontale. Un întrerupător special permite aprinderea și stingerea lămpii, precum și comutarea fazelor.

*

Redresori cu germaniu. Diodele obișnuite cu germaniu, cu contact punctiform au o putere de cîțiva miliwați. Prin înlocuirea contactului punctiform cu un contact plat din semiconductor, s-a putut obține o mărire a curentului pînă la cîteva sute de miliamperi.

Datorită rezistenței interioare mici a redresorilor cu germaniu — de ordinul a 1 pentru o secțiune de 1 mm^2 — căderea de tensiune și deci puterea pierdută sînt foarte mici, ajungîndu-se la randamente de 95...99%. Raportul între curentul de baraj și cel util atinge valori de 10^6, iar densitatea de curent poate ajunge pînă la aproximativ 100 A/cm^2. Din acest motiv dimensiunile lor sînt foarte mici. De exemplu, unui redresor cu seleniu de 140 V și 0,6 A, cu un volum de 200 cm^3 îi corespunde un redresor cu germaniu cu aceleași valori electrice, însă cu un volum numai de 1 cm^2.

Datorită dimensiunilor mici, redresorii cu germaniu pot fi închiși cu ușurință în mod etanș, astfel că nu sînt influențați de condițiile exterioare.

Ei au foat realizați în două tipuri — pentru curenți de 100 mA, respectiv 1 A — fiecare din acestea pentru tensiunile de 50, 100 și 200 V.

Trebuie menționat însă, că în cazul folosirii redresorilor cu germaniu, nu se admit temperaturi ale mediului ambiant peste 50°C.

*

Tranzistori cu joncțiune. Acești tranzistori reprezintă un progres față de tranzistorii cu contacte punctiforme, astfel încît aceștia din urmă vor fi utilizați în viitor numai pentru unele scopuri speciale. Datorită faptului că tranzistorii cu joncțiune pot fi construiți pentru puteri mari la colector, ei constituie un amplificator practic ideal.

Tranzistorii prezentați au o impedanță de ieșire de 100 kΩ, tensiune de serviciu 5 V, curentul 0,5 mA, iar frecvența limită peste 300 kHz

Conexiunile se fac, fie prin lipire, fie prin introducerea în socluri subminiaturi.

*

Ventilatoare casnice. Noul model de ventilator „Komet" este construit pentru a fi înșurubat într-un corp de lampă de masă sau de tavan, în locul unui bec. El este prevăzut cu un motor universal de 20 W la 1500 rot/min pentru 110 sau 220 V, este complet deparazitat radiofonic, are un mers liniștit și este echipat cu aripi din cauciuc moale care sînt cu totul fără pericol în cazul atingerilor cu degetele.

Ventilatorul asigură un debit de aer de circa 7 m^3/min și cîntărește numai 400 g.

*

Novomicanita. Acest nou material izolant — asemănător cu micanita — este superior acestuia prin caracteristicile tehnice, obținute printr-un procedeu de fabricație complet mecanic. Foițe foarte subțiri și mici de mica — care practic nu mai pot fi clivate cu mîna, sînt aglomerate cu ajutorul unei mașini speciale de fabricat hîrtia, fiind produs în fișii fără sfîrșit, care apoi sînt lăcuite, uscate și tăiate la fel ca și celelalte produse de mică.

Datorită procedeului de fabricație, novomicanita este cu mult mai omogenă decît micanita obișnuită, este lipsită de defecte, toleranțele de grosime sînt extrem de mici, iar valorile de străpungere sînt mult peste cele ale micanitei. Din novomicanită se realizează benzi, foi etc. pe diferiți suporți ca hîrtie, mătase de sticlă sau alții.

Ing. N. Kantar

BIBLIOGRAFIE

MAUDUIT A : Instalaţii electrice de înaltă şi joasă tensiune Editura Dunod, Paris, ediţia 3-a, 1956, tom. I. 621.316.1

Autorul tratează în două volume, producţia transportului şi distribuţia energiei electrice. fiecare volum cuprinzînd cîte cinci capitole. Primul volum, al cărui conţinut formează obiectul acestei recenzii, tratează după cum urmează :

Cap. I. — Generalităţi, proprietăţile dielectricilor gazoşi, lichizi şi solizi.

Cap. II. — Cabluri de înaltă tensiune.

Cap. III — Linii aeriene.

Cap. IV. — Potenţiale, pericole de electrocutare şi căderi de tensiune în linii.

Cap. V. — Defecţiuni în reţele.

Începînd cu explicaţii asupra notaţiilor şi convenţiilor adoptate în text, autorul indică norme (UTE, CEI, VDE) relative la construcţia materialului electric şi la instalaţii electrice şi face o expunere asupra sistemelor de unităţi CGS, principiul sistemului Giorgi neraţionalizat şi raţionalizat. Intrînd în materie, autorul tratează despre condensatori şi capacităţile lor ca şi despre capacităţile în sistemele multiple. In subcapitolul următor, sînt expuse diverse încercări, la înaltă tensiune în curent alternativ la frecvenţă industrială, în curent continuu, încercări la tensiuni de impuls, cu determinarea constantelor unui generator de impulsuri pentru realizarea undei fixate (cu exemplu de calcul), încercări la tensiuni şi frecvenţe înalte.

Se expune, în continuare, proprietăţile dielectrice ale aerului şi ale gazelor, la presiunea atmosferică : izolanţii lichizi, ulei, dielectrici cloraţi, izolanţii solizi, încercări, dielectrici ceramici.

In capitolul II sînt expuse caracteristicile cablurilor monofilare, cu hîrtie impregnată, pentru tensiuni pînă la 35 kV, determinarea grosimii izolantului, inductanţa cablului bifilar, concentric etc., pierderi dielectrice, durata de viaţă a unui cablu ; calculul constantelor unui cablu trifilar. Se dă o dezvoltare studiului repartiţiei cîmpului în cablul trifilar, apariţia cîmpului tangenţial. In continuare, sînt expuse, construcţia şi utilizarea cablurilor cu hîrtie impregnată pentru tensiuni foarte înalte (230 kV faţă de sol), cabluri cu gaz, cu presiune internă (în general azot) 5—14 kg/cm^2 pentru 33 pînă la 132 kV ; cabluri cu circulaţie liberă a uleiului, cu ulei sub presiune ridicată (10 kg/cm^2) în cabluri pentru tensiune de 230 kV. De asemenea este dezvoltat calculul termic al cablurilor subterane ; încălzirea cuprului în raport cu învelişul de plumb, învelişul exterior, ca şi a acestuia din urmă în raport cu solul ; raportul încălzirilor mai multor cabluri montate în acelaşi şanţ ; rezistenţa termică a cablurilor în aer, calculul curentului de sarcină la tensiuni sinusoidale simetrice şi disimetrice, la tensiuni nesinusoidale. Acest capitol se încheie cu o expunere asupra diverselor încercări ale cablurilor şi în continuare, cu inducţia magnetică şi calculul inductanţelor în cabluri.

Capitolul III al liniilor aeriene, începe cu un subcapitol în care sînt expuse diferitele tipuri de izolatori rigizi sau suspendaţi, din porţelan sau sticlă recoaptă, unele consideraţii asupra consecinţelor practice ale distruibuţiei neuniforme a potenţialului, ca şi asupra diverselor încercări la care sînt supuşi izolatorii. In subcapitolul următor este tratată chestiunea capacităţilor în liniile aeriene, calculul capacităţilor în linii cu diverse profile, linii cu şase conductori etc. cu aplicaţii numerice pentru tensiuni de 22 şi 150 kV ; calculul puterii reactive datorită capacităţii liniilor (cu aplicaţii numerice) ; calculul sarcinilor şi potenţialului rezidual într-o linie cu fir de pămînt etc. In continuare, influenţa electrică între linii este tratată pentru diferite cazuri : linie unifilară asupra liniei unifilare, linie bifilară asupra liniei unifilare, izolate sau puse la pămînt etc. (aplicaţie numerică a influenţei unei linii electrice monofilare, 10 000 V 25 Hz asupra unei linii unifilare situată la 10 m depărtare). Este de asemenea tratată influenţa electrică a liniilor trifazate asupra liniilor de telecomunicaţii, în cazuri particulare cu aplicaţie numerică de calcul a influenţei unei linii trifazate orizontale de 150 kV cu neutrul pus la pămînt, cu fir de gardă, asupra unei linii telefonice orizontale. Mai departe, sînt expuse calculele inductanţelor în liniile aeriene cu şi fără introducere prin pămînt (cu aplicaţie numerică la inductanţa magnetică a unei linii trifazate de 150 kV ; asupra unei linii telefonice bifilare). In continuare este expusă suprapunerea inducţiilor electrice şi magnetice în liniile de telecomunicaţie, dispozitive de protecţie în linii împotriva acestor fenomene, regulamentul oficial (în Franţa) pentru protecţia liniilor de telecomunicaţii împotriva influenţelor liniilor industriale, formule cu valori limită impuse de aceste regulamente (cu aplicaţii numerice).

In capitolul următor, autorul şi-a propus — atît cît competenţa sa îi permite — să studieze efectele fiziologice produse de curenţii industriali asupra individului care se găseşte expus în mod accidental, acestor curenţi. Din punct de vedere al efectelor fiziologice, autorul distinge : curenţii alternativi la frecvenţa industrială, curentul continuu şi curenţii de înaltă frecvenţă. In continuare, sînt tratate potenţiale şi pericole în reţele de curent continuu, în reţele trifazate cu capacităţi şi perditanţe şi în reţele de înaltă tensiune. In subcapitolului căderilor de tensiune în linii sînt expuse cazurile liniilor de curent continuu, liniilor scurte de curent alternativ, trifazate, aplicaţie cu cantităţi complexe. Se expune calculul şi diagrama liniei în T cu aplicaţii numerice a unei linii de 150 kV pentru determinarea căderilor de tensiune şi pierderi de energie la $\cos \varphi = 1$ şi 0,85 în linie în T şi π. Căderea de tensiune în linii lungi este tratată pentru linii de curent continuu cu pierderi uniform repartizate, întrebuinţînd funcţiile hiperbolice ; se deduce atenuarea normală la linii infinite şi cea practică la linii finite. In liniile de curent alternativ de înaltă tensiune, autorul stabileşte ecuaţiile generale în regim permanent şi curenţi sinusoidali, determină atenuarea normală şi impedanţa caracteristică, complexe cu aplicaţii numerice la o linie de 150 kV, precum şi la linii telefonice. In subcapitolul următor, autorul expune calculul practic al liniilor lungi în curent alternativ cu ajutorul abacelor Brown, Brown-Blondel, Blondel-Kennelly şi încheie cu o expunere asupra întrebuinţării compensatorilor sincroni pentru reglarea tensiunii în linii lungi.

In capitolul V „Defecţiuni în reţele" se expune chestiunea frizelor de pămînt, rolul pe care îl are rezistenţa electrică a solului, repartiţia potenţialului pe sol în vecinătatea prizei de pămînt, tensiunea de pas, descompunerea unui sistem trifazat disimetric în componentele sale simetrice, semnificarea fizică şi utilizarea componentelor simetrice. In continuare, într-un subcapitol este expus : calculul curenţilor de scurtcircuit într-o reţea complexă (cu aplicaţii numerice) defecţiuni în reţele cu neutrul legat la pămînt, în scurtcircuite la bornele alternatorului, valorile impedanţelor, directe, inverse şi homopolare în organele componente ale reţelelor (maşini, transformatori, linii) cu aplicaţii numerice, tablouri electrice pentru calculul curenţilor de scurtcircuit. Mai departe sînt expuse defectele în reţele cu neutrul izolat, punerea la pămînt a neutrului printr-o inductanţă, bobina Petersen, utilitatea acestei bobine, influenţa ei asupra pericolului de electrocutare, oscilaţii şi rezonanţă în circuitele cu capacitate concentrată, ferorezonanţă, pericolele rezonanţei cu bobina Petersen, supratensiuni în rezonanţa accidentală a acestei bobine, transformatorul de suflaj.

Autorul încheie primul tom cu o expunere asupra atingerilor accidentale între înalta şi joasa tensiune, precum şi mijloace de protecţie.

Această lucrare valoroasă este utilă atît studenţilor din învăţămîntul superior cît şi inginerilor energeticieni.

Ing. M. Pesici

MIHAILOV V. V. : Calculul şi construcţia aparatajului de înaltă tensiune, Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1955, 272 pag., 97 fig., I.D.T., B-28355.

621,316.5.027.3

Lucrarea tratează principiile de calcul al principalului aparataj de înaltă tensiune folosit în tehnica curenţilor tari : întrerupători, separatori, siguranţe, eclatori, condensatori,

bobine de reactanţă etc. Considerînd că cititorul este familiarizat cu noţiunile de bază ale electrotehnicii, cartea nu cuprinde — cu cîteva excepţii — deducerea relaţiilor analitice care stau la baza calculului aparatajului.

Materialul experimental care stă la baza metodelor expuse este împrumutat din lucrările Institutului unional electrotehnic „V. I. Lenin" şi din datele puse la dispoziţie de fabricile de utilaj de înaltă tensiune din U.R.S.S.

În linii mari, ediţia a doua a lucrării a păstrat acelaşi plan şi acelaşi mod de expunere ca ediţia precedentă. Totuşi capitolul al cincilea, referitor la izolaţie a fost refăcut, iar capitolelor celorlalte li s-au adus modificări şi adăugiri neînsemnate.

Cartea se adresează elevilor şcolilor tehnice care se specializează în construcţia de aparate de înaltă tensiune.

Cuprinsul : principiile calculului termic ; forţele electrodinamice, circuitul magnetic în aparatajul de înaltă tensiune. contactele, izolaţia, izolatorii, separatorii şi siguranţele ; întrerupătorii ; acţionarea (comanda) aparatajului de înaltă tensiune ; eclatorii (respectiv descărcătorii) ; transformatorii de tensiune ; transformatorii de curent ; bobinele de reactanţă (reactorii) ; condensatorii ; instalaţiile de distribuţie prefabricate.

TRUXAL J. G. : Automatic Feedback Control System Synthesis, 663 pagini — New-York 1955.

621—526

Lucrarea constituie o remarcabilă expunere, la un nivel înalt, compact şi clar, a problemelor fundamentale a sintezei servomecanismelor, prezentînd rezultatele cercetărilor din ultimii ani în acest domeniu.

În primele două capitole ale lucrării se expun bazele matematice ale teoriei servomecanismelor. Astfel în primul capitol se expun elemente de teoria funcţiilor de variabilă-complexă, transformarea Laplace şi se tratează pe această bază formularea analitică a specificării performanţelor unui servomecanism. În cel de al doilea capitol se introduc diagramele pentru calea de trecere a semnalului în servomecanisme, pe baza cărora se pot stabili imediat funcţiile de transfer corespunzătoare şi se studiază stabilitatea sistemelor cu reacţie cu o singură buclă şi cu bucle multiple, pe baza diagramei Niquist.

În capitolul III se studiază metodele de sinteză a reţelelor R C, folosite ca reţele corectoare în servomecanisme, pe baza funcţiei de transfer, expunîndu-se atît sinteza reţelelor R.C în masă, corespunzînd unei funcţii de transfer cu zerouri reale, cît şi sinteza prin două reţele în paralel, corespunzînd unei funcţii de transfer cu zerouri complete.

În următoarele două capitole se expun două metode fundamentale de sinteză : metoda locului rădăcinilor şi metoda configuraţiei zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer a servomecanismului, prezentîndu-se cea de a doua metodă drept metoda logică de sinteză, care conduce direct de la specificarea performanţelor, la stabilirea formei corespunzătoare a servomecanismului.

În capitolul următor se studiză sinteza servomecanismelor cu intrări multiple, pe baza metodelor dezvoltate în capitolele anterioare şi se stabileşte funcţia de transfer a unui servomecanism, pe baza unor date experimentale care furnizează răspunsul sinusoidal sau răspunsul tranzitoriu, în vederea aplicării aceleeaşi metode de sinteză dezvoltate.

De asemnea, se cercetează modul de sinteză a servomecanismelor de curent alternativ, cu ajutorul celor două metode expuse. Următoarele două capitole ale lucrării se ocupă cu comportarea sistemelor expuse perturbaţiunilor întîmplătoare şi semnalelor de intrare întîmplătoare. Se dezvoltă metoda de proiectare pe bază de considerente statistice, cu ajutorul funcţiei de autocorelaţie şi a densităţii spectrale a servomecanismului. Se aplică aceste considerente în ceea ce priveşte sinteza optimă a unui servomecanism, prin minimalizarea rădăcinii mediei patratice a erorii.

În capitolul IX se tratează analiza şi sinteza servomecanismelor cu măsurare intermitentă a erorii, pe baza teoriei transformatei *Z*, care permite o analogie formală cu metodele corespunzătoare de tratare din teoria servomecanismelor cu reglaj continuu. De asemenea, în acest capitol se dezvoltă o metodă grafică pentru analiza stabilităţii servomecanismelor.

Ultimele două capitole ale cărţii tratează despre problemele fundamentale ale teoriei servomecanismelor neliniare. În capitolul *X* se tratează stabilirea funcţiilor care descriu un servomecanism neliniat, prin aproximarea oscilaţiilor neliniare cu armonica fundamentală. Se arată că această aproximaţie permite aplicarea metodelor de studiu ale sistemelor liniare în cercetarea servomecanismelor neliniare.

În capitolul XI se expune cea de a doua metodă fundamentală în studiul sistemelor neliniare, complet diferită de metodele de cercetare ale sistemelor liniare, anume metoda planului de fază.

Lucrarea prezintă în acest fel toate problemele esenţiale ale teoriei servomecanismelor liniare şi neliniare, constituind un îndreptar de seamă al cercetărilor din acest domeniu.

Ing. **Gh. Ianculescu**

GILLESPIE A. B. : Semnalul, zgomotul şi puterea separatoare în amplificatorii contorilor nucleari (Signal, noise and resolution in nuclear counter amplifiers). Londra, Pergamon Press, 1953, 155 pag., 61 fig., I.D.T., B-31885.

621.387.4 : 621.375.2

Dezvoltarea pe scară industrială a cercetărilor şi lucrărilor din domeniul ştiinţei nucleare a făcut să se extindă aplicarea amplificatorilor electronici la contorii de particule. Aceşti amplificatori se aseamănă cu cei folosiţi în televiziune şi radar, însă pun noi probleme cu privire la utilizarea lor în noul domeniu, ca de exemplu : factorii care influenţează raportul semnal/zgomot şi puterea lor separatoare.

Contorii nucleari folosiţi astăzi curent sînt : camera de ionizare, contorul proporţional, contorul Geiger-Muller şi contorul de scintilaţii.

Primul capitol al cărţii conţine o trecere în revistă a contorilor de uz curent iar capitolul al doilea tratează natura semnalelor din camerele de ionizare. Capitolul 6 se ocupă cu contorii proporţionali şi cu cei de scintilaţii. Materialul privitor la zgomot, raportul semnal/zgomot puterea separatoare şi sensibilitate, sînt cuprinse în capitolele 3, 4 şi 5.

Impulsul de tensiune după amplificator trebuie să fie cît mai scurt posibil. In carte se tratează o serie de procedee prin care impulsurile provenite de la diferitele genuri de contori sînt transformate în impulsuri de tensiune cu o durată de ordinul microsecundei şi chiar mai puţin.. Astfel, cel mai simplu şi mai des folosit este circuitul de diferenţiere format dintr-un condensator şi o rezistenţă, care este tratat şi discutat sub toate aspectele lui. De asemenea, se studiază şi metodele de scurtare a unui impuls dat prin circuit rezonant atenuat şi prin linie scurtă de temporizare. Într-o serie de anexe se dă şi studiul matematic al acestor circuite.

Materialul expus cuprinde şi o analiză a surselor de zgomot din amplificatorii folosiţi în cercetările nucleare.

Cartea prezintă un material vast într-o formă concisă, atît studentului care abordează pentru prima oară problemele din domeniul ştiinţelor nucleare, cît şi fizicianului sau radiochimistului experimentat în acest domeniu, dar care vrea să obţină maximum de sensibilitate şi putere separatoare a echipamentelor de amplificare cu care lucrează.

BIRKS J. B. : Contoare de scintilaţii (Scintillation counters). Londra, Pergamon Press, 1954, 148 pag. 62 fig., I.D.T. B-31888.

621.387.464

Contorul de scintilaţii, în forma lui clasică, în care observarea şi numărarea particulelor rapide se face vizual, a fost aproape abandonat timp de două decenii, în urma apariţiei contorului Geiger şi a noilor dispozitive electronice.

Apariţia tuburilor fotomultiplicatoare de electroni şi utilizarea sulfurii de zinc, împreună cu naftalina, antracenul, stilbenul şi alte cristale organice, ioduri şi wolframaţi sau cu fosfori sub forma de mase plastice sau lichide, a făcut să reapară şi să se dezvolte pe noi baze contorul de scintilaţii. Se poate spune că din 1949 înainte, istoria fizicii nucleare

experimentale se identifică din dezvoltarea noii variante a acestui aparat.

Cartea are aspectul unei monografii în care se trece în revistă, extinsa dezvoltare a contorului de scintilații.

După o scurta introducere istorică, se arată factorii care au determinat părăsirea temporară a acestui aparat. În continuare, se examinează tuburile fotomultiplicatoare, comparîndu-se caracteristicile tipurilor cunoscute. Tot în legătură cu aceste tuburi, sînt considerate două probleme de care depind performanțele aparatului: amplitudinea impulsurilor și puterea separatoare. Un capitol aparte se ocupă cu fosforii anorganici.

Urmează o descriere detaliată a proprietăților acestor fosfori, fotofluorescența și caracteristicile de scintilație, în cuprinsul căreia s-au inclus principiile noii teorii a „Transferului de fotoni" în fluorescență. Proprietățile fosforilor sub formă de mase plastice sau lichide sînt descrise și interpretate în lumina teoriei schimbului de fotoni. Noile date teoretice și experimentale asupra fluorescenței moleculare reprezintă o modificare radicală a datelor tehnice apărute în literatură. De asemenea, noi aplicații în științele medicale și biologice sînt sugerate în cadrul tratării materialului despre fosfori.

Cartea se încheie cu o trecere în revistă a principalelor aplicații ale contorului de scintilații, la data publicării (Detecția particulelor grele, spectrometria particulelor grele și a electronilor; detecția radiațiilor gamma, spectrometria radiațiilor gamma și roentgen; studiul izomerilor nucleari de scurtă durată; studiul mezonilor și pozitronilor și aplicații diverse).

Cartea se adresează fizicianului atomist însă interesează și persoanele care lucrează în alte domenii ale științei.

VEINOTT C. G.: Motoarele electrice de putere mică (fracțiuni de CP). Diferite tipuri — utilizare — reparare — rebobinare. (Les moteurs électriques à puissance fractionnaire. Différents types — utilisations — réparations — rebobinage) Paris, Dunod, 1951, 550 pag. 383 fig., I.D.T., B-32082.

621.313.13—181.4

Lucrarea tratează sub toate aspectele practice, tipurile uzuale de motoare electrice de mică putere (fracțiuni de CP) care se fabrică în S.U.A., utilizate pe scară largă în toate ramurile industriale, în automatizări și mecanizări, precum și la toate mașinile și aparatele din gospodăriile casnice.

Cartea începe prin descrierea tuturor datelor de pe tăbliță indicatoare a motorelor. În capitolele următoare se descriu sugestiv, fără calcule, toate tipurile de motoare electrice mici, de curent continuu și alternativ, explicîndu-se principiul de funcționare, felul bobinajelor, conexiunile posibile de funcționare precum și întreținerea și micile reparații la tipurile mai importante, insistîndu-se asupra rebobinajelor.

În cap. XVIII se descriu cîteva organe comune mai multor tipuri de motoare (rulmenți, întrerupători de pornire, cuplaje dispozitive de protecție, reductori). În cap. XIX și XX se dau indicații cu privire la încercarea acestor motoare și la alegerea tipurilor respective, potrivit cu lucrul ce-l au de îndeplinit. După fiecare capitol se dă și o scurtă bibliografie.

Lucrarea mai cuprinde, la sfîrșit, un apendice în care se expune, sub formă de tabel, defectările acestor motoare și remedierea lor precum și un vocabular în care se dau definițiile unor noțiuni electrotehnice importante întîlnite în lucrare.

Scrisă la un nivel mediu, prin caracterul ei practic, lucrarea este de folos tehnicienilor și inginerilor care se ocupă cu alegerea, instalarea, exploatarea și repararea motoarelor electrice mici (fracțiuni de CP).

KING WENTWORTH V. H.: Materii prime pentru cabluri electrice. (Raw materials for electric cables). Londra, Ernest Benn Ltd., 1951, 362 pag., 128 fig., I.D.T., B-31988.

621.315.2.002.3.

Industria de cabluri electrice necesită un mare număr de materii prime, chiar pentru același cablu. Cu materialele izolante pe care le avem astăzi la dipsoziție, tensiunea de transport de energie electrică de frecvență industrială, pare să fie limitată la 400 kV. Conductorii de cupru își mențin mai departe întîietatea, dar sînt serios concurați de conductorii de aluminiu.

Lucrarea tratează despre materiile prime folosite în fabricarea cablurilor electrice, adică despre conductori și despre materiale izolante și de armare.

Capitolele 1...21 se ocupă, atît cu materia primă necesară conductorilor: cupru, aluminiu și oțel, cît și cu materialele izolante, ca, hîrtia, uleiurile și masele izolante: cauciucul natural și sintetic, rășinele sintetice, lacuri, textile etc.

Un capitol (6) este destinat ingredientelor care se folosesc în amestec cu cauciucul ca agenți de vulcanizare, acceleratori, antioxidanți, materiale de umplutură etc. Se acordă o deosebită atenție materialelor izolante introduse de curînd în tehnică: polietilena, politetrafluoretilenă și, în special, clorura de polivinil; se descriu de asemenea diferitele sortimente, produse și substanțe ajutătoare, ca plastifianți, stabilizatori, pigmenți etc. Se descriu, pe scurt, sursele de materii prime pentru materialul respectiv, după care urmează o scurtă descriere a proceselor de fabricație, a proprietăților fizice și electrice, a comportării la agenții exteriori etc. Pentru fiecare material se dau indicații asupra luării mostrelor și asupra modului de execuție a probelor în vederea controlului calitativ.

Capitolul 22 descrie fabricarea sîrmei-email, cu tehnica fabricației și materialele necesare.

Capitolul 23 tratează despre cablurile de compensație cu fibre calibrate și izolate, care fac legătura între punctul cald al unui termocuplu și milivoltmetrul de măsură.

În ultimul capitol (24) se dau indicații asupra controlului calitativ, înscrierii în diagramă a rezultatelor și interpretării acestora.

Cartea se adresează deopotrivă celor care lucrează în domeniul fabricației cablurilor, cît și celor care le exploatează

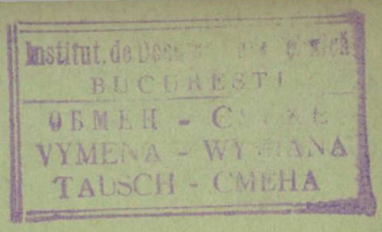
Országos Mérésügyi Könyvtár TULAJDONA

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R. P. R. și al Ministerului Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice * Redacția: București, str. Ioan Chica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 3.57.28 și 3.0730 * Administrația și casieria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V. Stalin * Abonamentele se primesc la *sediul Redacției din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual: Prețul unui exemplar: lei 5.

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăsescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Andronescu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleț,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**

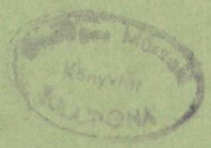
E 2040



KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE



7

ANUL IV

1956

SUMAR

Pag.

M. Pesici: Aplicarea sistemului DAG în sincronizarea motorului asincron 293

I. Novac: Contribuţii la calculul caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor . . . 300

M. Birnbaum: Asupra proiectării surselor de tensiune înaltă redresată din înaltă frecvenţă 306

N. Vîlcov: Calculul etajelor audio de putere cu triode lucrînd în clasă A 312

Chr. Vazaca şi *Gh. R. Ianculescu:* Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor (II) 315

P. Adămuţ: Automatizarea unei instalaţii de sudură cu hidrogen atomic 325

NOTE 327

DOCUMENTARE 332

CRONICĂ 340

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

М. Песич: Применение системы Д.А.Г. для синхронизации асинхронного двигателя . 293

И. Новак: К расчету характеристиков холостого хода турбогенераторов 300

М. Бирнбаум: О проектировании источников высокого напряжения с помощью высокой частоты 306

Н. Вэлков: Расчет звуковых каскадов мощности с триодами работающие в класс А . 312

К. Вазака и *Г. Янкулеску:* Основные принципы проектирования сервомеханизмов . . 315

П. Адэмуц: Автоматизация установки для сварки с атомным водородом 325

ЗАМЕТКИ 327

ДОКУМЕНТАЦИЯ 332

ХРОНИКА 340

SOMMAIRE

Page

M. Pesici: L'application du système DAC dans la synchronisation du moteur asynchrone . 293

I. Novac: Contributions au calcul de la caractéristique de fonctionnement à vide des turbogénérateurs 300

M. Birnbaum: Sur la projection des sources de haute tension redressée de la haute fréquence. 306

N. Vîlcov: Le calcul des étages d'audion de puissance avec triode fonctionnant dans la clase A. 312

Chr. Vazaca et *G. R. Ianculescu:* Principes fondamentaux dans la projection des servomécanismes (II). 315

P. Adamuţ: L'automatisation d'une installation de souduré à hydrogène atomique. . . 325

NOTES 327

DOCUMENTATION 332

CHRONIQUE 340

I N H A L T

Seite

M. Pesici: Die Anwendung des DAG Systems beim synchronisieren des Asynchronmotors . 293

I. Novac: Beiträge zur Berechnung der Leerlauf charakteristik bei Turbogeneratoren . 300

M. Birnbaum: Über die Projektierung der Hochspannungsquellen mit hilfe Gleichgerichteter Hochfrequenz 306

N. Vîlcov: u. Die Berechnung der Leistungesendstufen mit Trioden in A—Schaltung . . . 312

Chr. Vazaca u. *Gh. R. Ianculescu:* Die Grundprinzipien bei der Projektierung der Servomechanismen (II) 315

P. Adămuţ: Die Automatisierung einer Schweissanlage mit Atomaren Wasserstoff. . . . 325

BEITRÄGE 327

DOKUMENTIERUNG 332

CHRONIK 340

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 7
IULIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

Aplicarea sistemului DAG în sincronizarea motorului asincron

Ing. M. PESICI

621.313.334

Se expune aplicarea sincronizării motorului asincron cu ajutorul redresorului cu seleniu. Se reamintește diagrama de funcționare a motorului asincron sincronizat, cu o expunere a elementelor de calcul și se arată rezultatele obținute prin aplicarea acestui procedeu de sincronizare asupra unui motor asincron trifazat de 40 kW.

Procedeele în rezolvarea problemelor îmbunătățirii factorului de putere, sînt cunoscute. Unul dintre procedee întrebuințat destul de frecvent este și acela al sincronizării motorului asincron, prin alimentarea rotorului în curent continuu, motorul căpătînd astfel, în ceea ce privește factorul de putere, calitățile motorului sincron. O răspîndire mai largă a acestui procedeu nu s-a putut face pînă în ultimii ani din cauza dificultăților de a avea, pentru excitarea motoarelor, surse de curent continuu de joasă tensiune (8—15 V) și intensitate mare (de ordinul de sute de amperi) constituite exclusiv din mașini rotative de curent continuu.

Dezvoltarea și introducerea pe o scară tot mai largă a redresorilor cu seleniu, a făcut

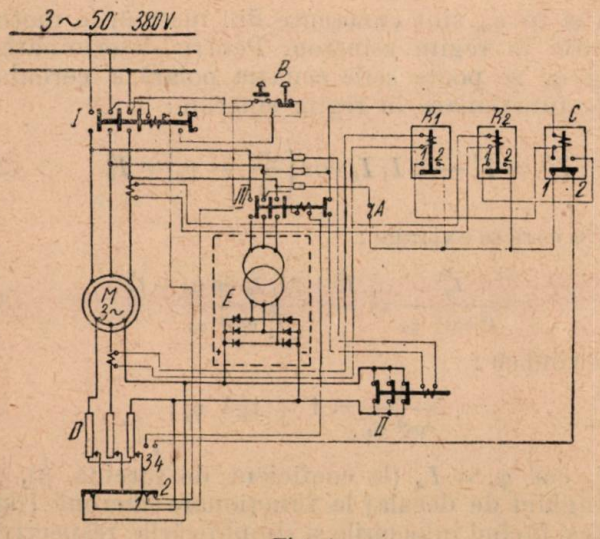


Fig. 1

posibilă utilizarea lor ca surse de curent continuu pentru sincronizarea motoarelor asincrone, iar interesul pentru acest procedeu de sincronizare a început să crească și să fie considerat ca un mijloc practic pentru îmbunătățirea factorului de putere [1], [2], [3].

Sistemul de sincronizare DAG constă în utilizarea redresorilor cu seleniu pentru excitarea motorului asincron sincronizat și în adaptarea unor scheme pentru funcționarea automată (fig. 1), semi-automată, sau manuală a sistemului, iar denumirea „DAG" provine din inițialele autorilor sistemului : Dankovțev, Atanasov și Gurevici [4], [5].

In cele ce urmează se face o expunere a elementelor de calcul pentru determinarea comportării motorului asincron sincronizat la excitație constantă și se arată rezultatele aplicării acestui procedeu de sincronizare asupra unui motor asincron trifazat de 40 kW, fabricat „Dinamo".

1. Funcționarea motorului asincron sincronizat

In fig. 2 se reamintește diagrama de funcționare a motorului asincron sincronizat ca motor sincron, cu excitație constantă [6]. Circuitul secundar (rotor) este parcurs de curent continuu I'_g raportat la primar, circuitul primar (stator) fiind parcurs în sarcină, de curentul I_1. Tensiunea U, la care este conectat statorul este rezultanta f.e.m. E_1 produsă de excitația curentului continuu și a căderii inductive de tensiune e_s. Se presupune că I_1 este în fază cu E_1 (E_1 fiind adus prin rabatere cu 180° și la scara convențională în poziția indicată pe diagramă, să coincidă cu I_1), se scade geometric e_s decalat cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea lui I_1 obținîndu-se tensiunea de alimentare U decalat cu φ_1 față de E_1. Căderea de tensiune inductivă e_s fiind mică, se poate admite că I_1 este în fază cu tensiunea U, deci $\cos \varphi = 1$. Dacă se reduce puterea activă, debitată de motor, I'_g fiind constant, vectorul curentului I_1' se deplasează, luînd poziția indicată pe diagramă, decalat cu φ față de U; ca urmare e_s se deplasează cu același unghi. Căderea de tensiune inductivă e_s este proporțională cu I_1; totuși I_1 nu variază în așa măsură

încît să influenţeze puternic mărimea vectorului e_s şi acesta din urmă asupra vectorului E_1. Se poate admite că locul geometric al vîrfului

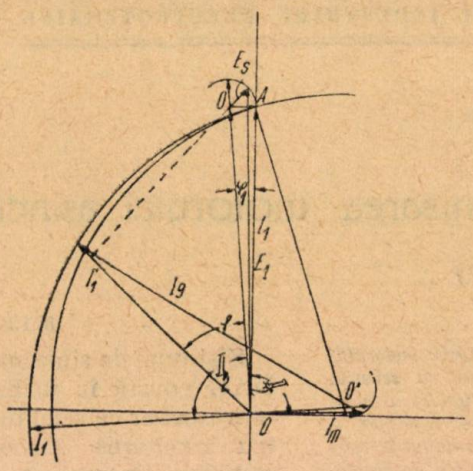


Fig. 2 Diagrama de funcţionare a motorului asincron sincronizat cu excitaţie constantă.

vectorului e_s este un cerc cu raza $O'A$ cu centrul în O'. Presupunînd mai departe, că puterea activă debitată de motor este zero, motorul funcţionînd în gol, curentul I_1 este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea tensiunii $U.E_1$ şi e_s se adună algebric fiind în fază. Motorul debitează în această situaţie, numai energie reactivă. Curentul de magnetizare I_m se deplasează o dată cu E_1 faţă de care este decalat cu $\frac{\pi}{2}$. I_m variază corespunzător f.e.m. E_1. Din construcţia diagramei pentru diferite valori ale cos φ se obţine locul geometric al vectorului I_m. Acest loc geometric poate fi asimilat cu un arc de cerc. Rezultatele practice obţinute astfel, dau un grad de exactitate suficient. Practic centrul acestui arc O'' se obţine prin întretăierea a două arce de cerc avînd ca rază diferenţa dintre curenţii de magnetizare maxim şi minim şi ca centre vîrfurile vectorilor acestor curenţi.

Construcţia diagramei de mai sus, redă cu o exactitate suficientă raportul dintre diverşi parametri ai motorului asincron sincronizat la funcţionare cu excitaţie constantă şi sarcină activă variabilă. Pentru simplificare în relaţiile geometrice, se neglijează componenta activă a curentului în gol I_0, se trasează diagrama cercului de funcţionare sincronă avînd ca rază vectorul I'_g şi ca centru vîrful vectorului I_0. Curentul de excitare, raportat la primar, I'_g şi curentul I_0 sînt componenţii curentului absorbit de stator I_1. Se presupune că motorul lucrează în regim asincron absorbind o anumită putere activă OB; puterea aparentă este reprezentată prin vectorul OC al cărui vîrf se găseşte pe cercul de funcţionare în regim asincron. La funcţionare în regim sincron, la aceeaşi putere activă absorbită, vîrful vectorului puterii aparente OC va trece în punctul A situat pe cercul de funcţionare în regim sincron (se neglijează variaţiile de pierderi ohmice în înfăşurarea statorului). In această situaţie, motorul compensează necesarul propriu de putere reactivă CB şi redă în reţea o putere reactivă BA. Vectorul puterii aparente OA este decalat cu unghiul φ_s înaintea tensiunii. Pentru simplificare, în locul puterilor aparente active sau reactive, se pot considera curenţii respectivi.

Efectul compensator la motorul în regim sincron, poate fi considerat ca suma a două componente :

a) puterea reactivă necesară magnetizării motorului ;

b) puterea reactivă redată de motor în reţea.

1. Efectul compensator

In cele ce urmează se determină efectul compensator total al motorului sincronizat în % din curentul activ absorbit de motor în regim asincron la sarcină nominală şi în funcţie de coeficientul de sarcină β. β reprezintă raportul între puterea activă absorbită de motor la o sarcină oarecare şi aceea absorbită la sarcina nominală.

Dacă se notează vectorul $\overline{OB}$ cu I_w, curentul activ absorbit de motor la sarcină nominală, se poate scrie :

Efectul compensator total în % =

$$= \frac{(\beta I_w \operatorname{tg} \varphi_{as} + \beta I_w \operatorname{tg} \varphi_s) \cdot 10^2}{I_w}$$

sau :

$$\text{Efectul total în } \% = \beta (\operatorname{tg} \varphi_{as} + \operatorname{tg} \varphi_s) 10^2 \quad (1)$$

β şi tg φ_{as} sînt cunoscute din încercările motorului în regim asincron. Pentru determinarea tg φ_s se poate scrie ecuaţia polară a cercului de funcţionare în regim sincron :

$$I'^2_g = I_1^2 - 2 I_1 I_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_s\right) + I_0^2 \quad (2)$$

din care se extrage :

$$\frac{I'^2_g}{I_1^2 \cos^2 \varphi_s} = \frac{I_1^2 + 2 I_1 I_0 \sin \varphi_s + I_0^2}{I_1^2 \cos^2 \varphi_s} \quad (3)$$

notînd cu :

$$\frac{1}{\cos^2 \varphi_s} = 1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_s ;$$

$I_1 \cos \varphi_s = I_w$ (la coeficient de sarcină β), φ_s unghiul de decalaj la funcţionare sincronă (fig. 3) şi făcînd înlocuirile şi simplificările respective se obţine :

$$\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{-I_0 \pm \sqrt{I'^2_g - I_w^2}}{I_w} . \quad (4)$$

Semnul — înaintea rădăcinii se înlătură (a doua rădăcină arată pe locul geometric punctul opus unde nu are loc funcţionarea).

Inlocuind în relaţia (1) se obţine :
Efectul total

$$\text{în}\,\% = \beta\left(\text{tg}\ \varphi_{as} + \frac{-I_0+\sqrt{I_g'^2-I_w^2}}{I_w}\right)\cdot 10^2, \qquad (5)$$

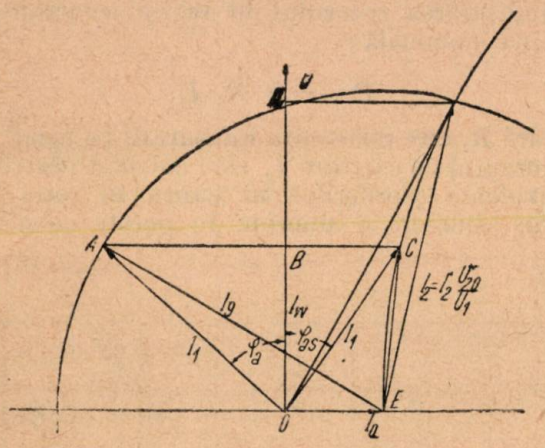


Fig. 3.

în care :

β este coeficientul de sarcină ;
$\text{tg}\ \varphi_{as}$ = tg φ a motorului în regim asincron la coeficientul de sarcină β ;
I_w = $I_1 \cos \varphi_{as}$ — curentul activ absorbit la coeficientul de sarcină, în A ;
I_0 — curentul în gol al motorului în regim asincron, în A ;
I_g' — curentul continuu de excitaţie raportat, adică :

$$I_g' = I_{g_{real}} \frac{U_{20}}{U_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}\ ,\ \text{în A.}$$

Curentul I_g' este determinat de felul schemei de alimentare în rotorul motorului.

Pentru excitare în derivaţie $I_g = \sqrt{2} \cdot I_{2\ nom}$;

pentru excitare în serie $I_g = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{2\ nom}$.

S-a adoptat schema de alimentare în derivaţie.

În fig. 4 este redată curba efectului compensator la motorul de 40 kW asupra căruia s-au făcut încercările.

In relaţiile de mai sus, prezintă un interes deosebit şi determinarea puterii active absorbite din reţea la care motorul asincron sincronizat funcţionează cu cos $\varphi = 1$; astfel din relaţia (3) în care sin $\varphi_s = 0$, se deduce puterea activă absorbită în % din puterea activă nominală absorbită :

$$P_a\,\% = \frac{\sqrt{I_g'^2-I_0^2}}{I_{w\,nom}} \cdot 10^2.$$

In completarea studiului de comportare a motorului asincron sincronizat se determină :

a) puterea reactivă redată în reţea în % din puterea activă nominală absorbită ;

b) puterea activă suplimentară necesară sincronizării motorului asincron prin variaţia pierderilor în înfăşurarea statorului şi în circuitul rotorului ;

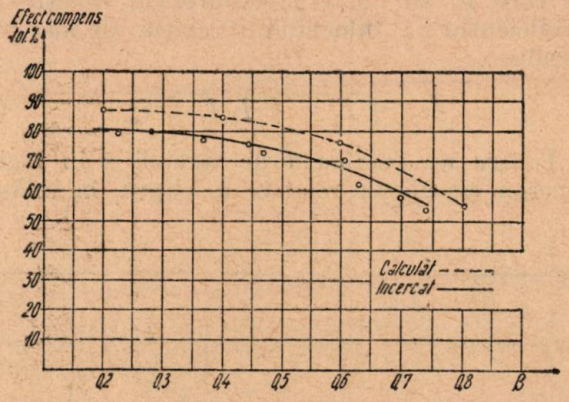


Fig. 4. Efectul compensator total (în % din puterea activă absorbită în regim asincron la sarcină nominală), în funcţie de β.

c) capacitatea de suprasarcină a motorului asincron sincronizat.

a) **Puterea reactivă redată în reţea** se deduce din relaţia (5)

$$P_r\,\% = \beta \frac{-I_0+\sqrt{I_g'^2-I_w^2}}{I_w} \cdot 10^2$$

şi este dată în % din puterea activă absorbită de motor în regim asincron la sarcină nominală în funcţie de β.

In fig. 5 se arată curba puterii reactive redate în reţea la motorul de 40 kW, încercat.

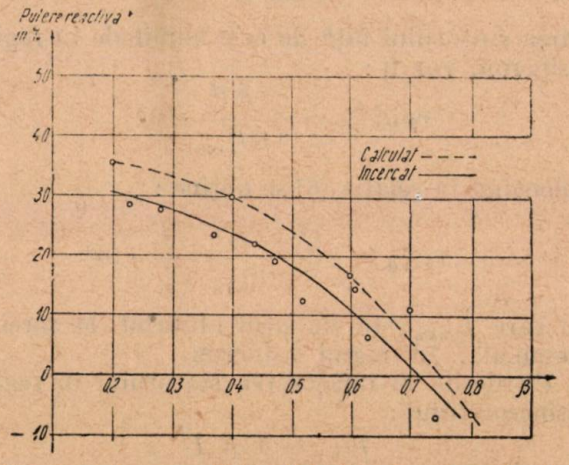


Fig. 5. Puterea reactivă redată în reţea de motorul sincronizat (în % din puterea activă absorbită în regim asincron la sarcină nominală) în funcţie de β.

b) **Puterea activă suplimentară necesară sincronizării.** Această putere se obţine din suma următoarelor diferenţe de pierderi :

I. Diferenţa pierderilor în cupru în înfăşurarea statorului în regim sincron şi asincron.

II. Diferența pierderilor în circuitul rotorului în ambele regimuri de funcționare.

I. *Pierderile în înfășurarea statorului în regim sincron* se deduc din relația :

$$I_g'^2 = I_1^2 - 2I_1 I_0 \sin \varphi_s + I_0^2,$$

în care $I_1 \sin \varphi_s = I_r$ — curentul reactiv la coeficientul β ; înlocuind în relația de mai sus, rezultă :

$$I_1 = \sqrt{I_g'^2 - 2\ I_0\ I_r + I_0^2}. \qquad (6)$$

Pentru un coeficient de sarcină β în regim sincron, pierderile relative în cupru, în înfășu-

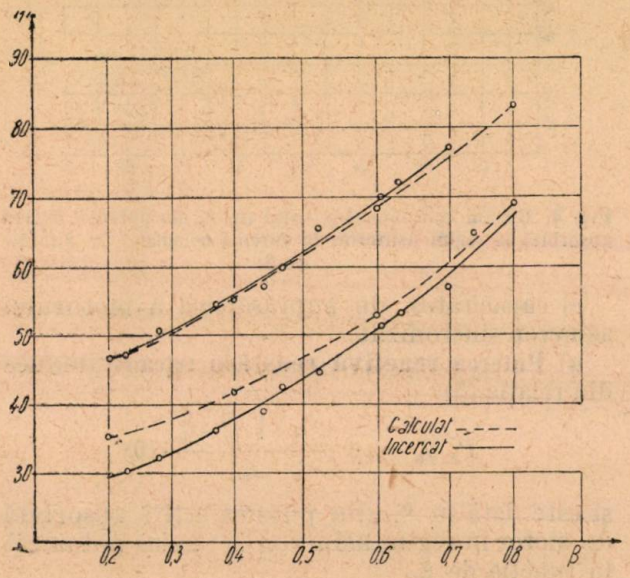


Fig. 6. Curentul în stator, în regim sincron și asincron (în % din curentul nominal) în funcție de coeficientul de sarcină β.

rarea statorului față de cele nominale în regim asincron, vor fi :

$$v_\beta \text{ în } \% = \frac{3\ R\ I_1^2}{3\ R\ I_{1\ nom}^2} \cdot 10^2$$

înlocuind în relația (6) se obține :

$$v_\beta\ \% = \frac{I_g'^2 - 2 I_0\ I_r + I_0^2}{I_{1\ nom}^2} \cdot 10^2$$

în care $I_{1\,nom}$ este curentul absorbit la sarcină nominală, în regim asincron.

Pierderile în înfășurarea statorului în regim asincron fiind :

$$P_{Cu\,1} = 3\ R\ I_1^2$$

și relative :

$$P_{Cu\,1}\ \% = \frac{I_1^2}{I_{1\ nom}^2} \cdot 10^2$$

diferența acestor pierderi va fi :

$$\Delta P_{Cu\,st}\ \% = \frac{\left(I_g'^2 - 2I_0\ I_r + I_0^2\right) - I_1^2}{I_{1\ nom}^2} \cdot 10^2.$$

In fig. 6 și 7 se redau curentul și pierderile în cuprul statorului în ambele regimuri de funcționare la motorul de 40 kW.

II. *Pierderile suplimentare în circuitul rotorului în regim sincron* se deduc din pierderile în înfășurarea rotorului în regim asincron la sarcina nominală :

$$P_{Cu\,2} = 3\ R_2\ I_2^2,$$

în care R_2 este rezistența înfășurării pe fază.

Curentul de excitare I_g este calculat păstrînd echivalența pierderilor în cupru în rotor în regim asincron și sincron. In aceste condiții,

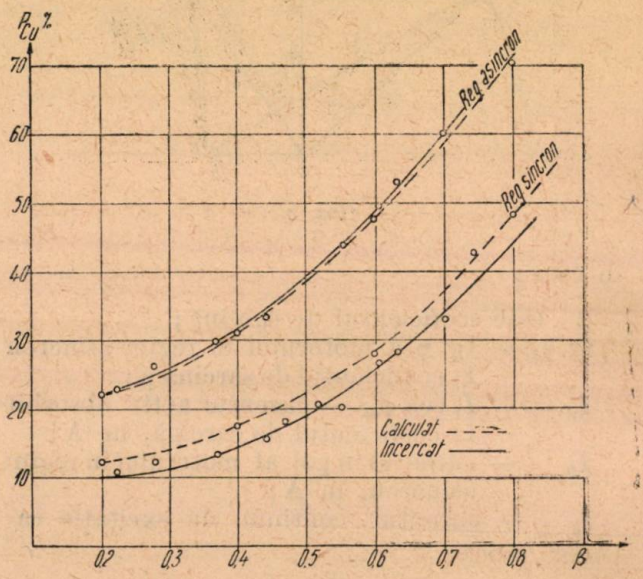


Fig. 7. Pierderi în cupru stator în regim sincron și asincron (în % din pierderile în cupru nominale în stator) în funcție de β.

dacă η_e este randamentul grupului redresor de excitare, se poate scrie că puterea activă necesitată la acest grup este :

$$P_e = \frac{P_{Cu\,2}}{\eta_e},$$

iar pierderile suplimentare de putere activă în circuitul rotorului, în regim sincron sînt :

$$\Delta P_{rot}\ \% = \frac{\frac{P_{Cu\,2}}{\eta_e} - P'_{Cu\,2}}{P_{Cu\,2}} \cdot 10^2$$

în care $P'_{Cu\,2}$ sînt pierderile în înfășurarea rotorului în regim asincron la coeficient de sarcină β ; sau

$$\Delta P_{rot}\ \% = \frac{\frac{3\ R_2\ I_2^2}{\eta_e} - 3\ R_2\ I_2'^2}{3\ R_2\ I_2^2} \cdot 10^2.$$

Din fig. 3 se poate deduce :

$$i_2^2 = I_1^2 - 2 I_1 I_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{as}\right) + I_0^2$$

cum însă, $\cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{as}\right) = \sin \varphi_{as}$ și dacă se notează: $I_1 = \frac{I_w}{\cos \varphi_{as}}$, $i_2^2 = \frac{I_w^2}{\cos^2 \varphi_{as}} - \frac{2 I_w I_0 \sin \varphi_{as}}{\cos \varphi_{as}} + I_0^2$

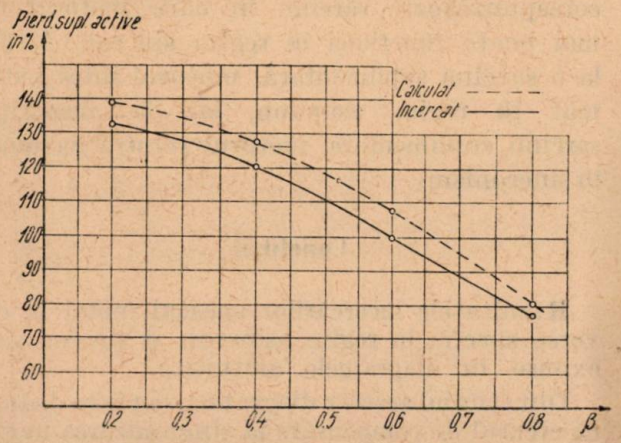


Fig. 8. Pierderi suplimentare de putere activă în circuitul rotorului în regim sincron (în % din pierderile nominale în rotor în regim asincron) în funcție de β.

în care $\frac{1}{\cos^2 \varphi_{as}} = 1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{as}$; înlocuind și făcînd simplificările necesare :

$$i_2^2 = I_w^2 + (I_w \operatorname{tg} \varphi_{as} - I_0)^2$$

i_2 este curentul rotoric în regim asincron raportat la primar, deci :

$$i_2 = I_2' \cdot \frac{U_{20}}{U_1},$$

iar $I_2'^2 = \left(\frac{U_1}{U_{20}}\right)^2 \left[I_w^2 + (I_w \operatorname{tg} \varphi_{as} - I_0)^2\right]$ notînd

$\frac{U_1}{U_{20}} = \alpha$ și înlocuind, se obține :

$$\Delta P_{rot}\% = \left[\frac{1}{\eta_e} - \frac{\alpha^2\left[I_w^2 + (I_w \operatorname{tg} \varphi_{as} - I_0)^2\right]}{I_2^2}\right] \cdot 10^2$$

în care :

I_w este curentul activ absorbit în stator în regim asincron la coeficientul β, în A ;
I_0 — curentul în gol în regim asincron, în A ;
I_2 — curentul rotoric în regim asincron la sarcină nominală, în A.

In fig. 8 se arată curba pierderilor suplimentare în circuitul rotorului la motorul de 40 kW încercat.

Puterea activă suplimentară necesară sincronizării motorului se deduce din relația :

$$P_{supl}\% = \frac{\Delta P_{stat} + \Delta P_{rot}}{\text{Ef. compens. tot.}} \cdot 10^2, \text{ în kW/100 kVAr}$$

în care :

ΔP_{stat} este diferența de pierderi în stator în kW ;
ΔP_{rot} — diferența de pierderi în rotor în kW.

Efectul compensator total, în kVAr.

In fig. 9 se redă curba consumului suplimentar de energie activă necesară sincronizării motorului de 40 kW.

Analiza efectului compensator prezintă interes, în cazul motorului asincron sincronizat,

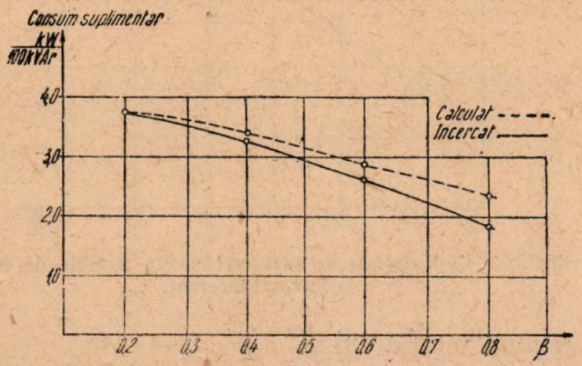


Fig. 9. Consumul suplimentar de energie activă în regim sincron (în % din efectul compensator total) în funcție de β.

pentru sarcini cuprinse între 0,25 și 0,75 din sarcina nominală β, așa de altfel, după cum sînt utilizate motoarele în majoritatea întreprinderilor industriale.

c) **Capacitatea de suprasarcină**. Din examinarea celor două cercuri (fig. 10) se observă că capacitatea de suprasarcină la motorul asincron sincronizat este redusă. Ea crește dacă

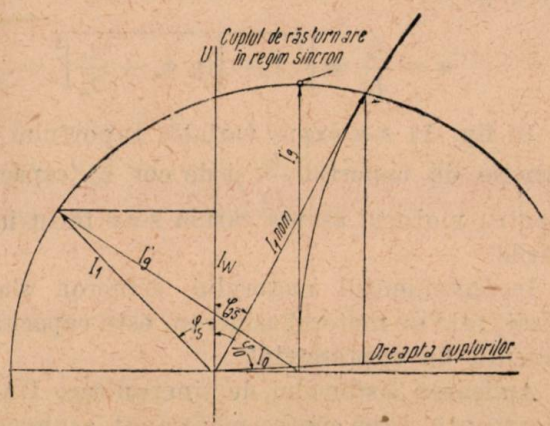


Fig. 10.

motorul funcționează cu un cos φ capacitiv, cu atît mai mult cu cît unghiul φ este mai mare [10].

Pentru raportul între cuplul de răstrunare în regim sincron și cuplul nominal al motorului în regim asincron, se poate scrie :

$$u = \frac{I_g'}{I_{1\,nom} \cos \varphi_{as} - I_0 \cos \varphi_0}.$$

Capacitatea de suprasarcină a motorului asincron sincronizat este determinată de raportul :

$$u = \frac{I'_g}{I_1 \cos \varphi_s} = \frac{I'_g}{I_w}$$

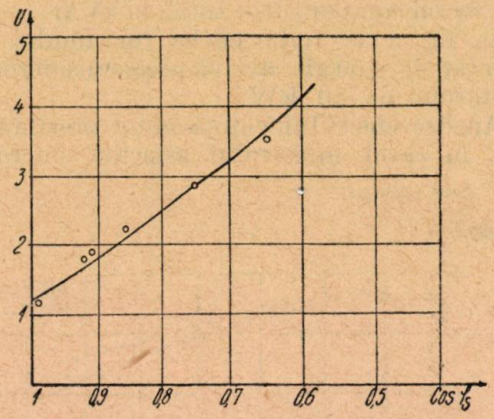


Fig. 11. Capacitatea de suprasarcină în funcţie de cos φ la motorul încercat.

reluînd relaţia (3)

$$\frac{I'^2_g}{I_1^2 \cos^2 \varphi_s} = \frac{I_1^2 + 2I_1 I_0 \sin \varphi_s + I_0}{I_1^2 \cos^2 \varphi_s}$$

sau

$$\frac{I'^2_g}{I_w^2} = 1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_s + \frac{2 I_0 \operatorname{tg} \varphi_s}{I_w} + \frac{I_0^2}{I_w^2} =$$

$$= 1 + \left(\operatorname{tg} \varphi_s + \frac{I_0}{I_w}\right)^2$$

de unde

$$u = \frac{I'_g}{I_w} = \sqrt{1 + \left(\operatorname{tg} \varphi_s + \frac{I_0}{I_w}\right)^2}.$$

In fig. 11 s-a expus variaţia raportului u în funcţie de raportul $\frac{I_0}{I_w}$ şi de cos φ_s (capacitiv) pentru motorul asupra căruia s-au făcut încercările.

Inconvenientul motorului asincron sincronizat, faţă de motorul asincron, este capacitatea scăzută de suprasarcină.

Aplicarea sistemului de sincronizare DAG a fost făcută, după cum s-a menţionat, asupra unui motor asincron fabricat „Dinamo" cu următoarele caracteristici :

tip TPF, 40 kW 380/220 V, 1 000 rot/min (t.s.) 50 Hz,

cos $\varphi = 0{,}82$, $\eta = 90\%$.

S-a construit diagrama cercului de funcţionare în asincron stabilind astfel, caracteristicile de funcţionare la diverse sarcini.

Grupul redresor construit dintr-un transformator trifazat şi un redresor cu plăci de seleniu montat în punte trifazată are următoarele caracteristici :

curent continuu 6,5 V, 200 A, $\eta_s = 0{,}7$.

Instalaţia de sincronizare cu funcţionare automată a fost realizată după schema din fig. 1. Releele R_1 şi R_2 sînt reglate pentru intensităţi corespunzătoare sarcinii în care motorul nu mai poate funcţiona în regim sincron. Astfel, la o sarcină suplimentară, motorul intră automat în regim asincron, iar la dispariţia sarcinii suplimentare, motorul reintră automat în sincronism.

Concluzii

Rezultatele încercărilor acestui motor la diverse sarcini în regim asincron şi sincron sînt expuse în diagramele alăturate.

Din studiul acestor diagrame, se poate deduce că efectul de compensare la sincronizarea motorului asincron, depinde de gradul de încărcare a motorului şi de cos φ nominal, adică de calităţile lui constructive. In majoritatea cazurilor motoarele sînt utilizate la 0,5—0,75 din sarcina nominală, deci, cu un cos φ în general sub 0,8 ceea ce are o repercusiune imediată asupra costului energiei electrice şi ca urmare şi asupra preţului de cost al producţiei abonatului.

In general, în întreprinderi s-a luat drept criteriu economic, condiţia unor cheltuieli minime pentru costul energiei electrice, bazate în cele mai dese cazuri pe suprataxele tarifare pentru un factor de putere mic. In realitate, alegerea tipului ca şi a puterii de compensare este condiţionată de investiţii precum şi de echivalentul economic al puterii reactive compensate în sistemul energetic.

Pentru întreprinderi, problema îmbunătăţirii artificiale a factorului de putere poate fi considerată ca soluţionată dacă prin alegerea tipului de compensare, s-a adus factorul de putere la unitate sau aproape de unitate, deoarece restituirea de energie reactivă în reţeaua sistemului energetic nu se poate face decît cu consimţămîntul direcţiei sistemului energetic.

Din literatura de specialitate [1], [8], [11] reiese că pentru domeniul în care pot fi utilizate motoarele asincrone-sincronizate, sînt folosiţi pe o scară largă, condensatorii. Acest lucru este justificat prin economia de investiţii ca şi prin pierderile proprii reduse, la condensatori.

Dacă considerăm că motorul, asupra căruia s-au făcut încercări, absoarbe din reţea circa 60% din puterea activă nominală absorbită, lucrînd cu un cos φ inductiv de 0,73, rezultă că puterea reactivă necesară motorului pentru cos $\varphi = 1$ este de 25 kVAr.

Ca motor asincron-sincronizat, motorul lucrează cu o compensare totală de 31,4 kVAr; va reda, deci, în rețea 6,4 kVAr. Consumul de putere activă suplimentară la $\beta = 0,6$ este de 2,6 kW/100 kVAr, adică:

$$2,6 \times 31,4.10^{-2} = 0,81 \text{ kW}.$$

Utilizînd condensatori de putere echivalentă, ale căror pierderi, în general, sînt de circa 0,5% din puterea reactivă, consumul suplimentar de energie activă a acestor condensatori va fi:

$$0,5 \cdot 31,4 \cdot 10^{-2} = 0,16 \text{ kW}.$$

Dacă se calculează costul de exploatare anual [11] în cazul utilizării condensatorilor, apare ca soluție economică avantajoasă, procedeul îmbunătățirii factorului de putere cu condensatori. In adevăr, utilizarea sistemului de sincronizare a motoarelor asincrone, folosind redresori cu seleniu, în sistemul funcționării automate, pare a fi limitată la motoare de cîteva sute de kW, dat fiind curentul de excitare relativ important și necesitatea utilizării unor comutatoare adecvate. Comanda automată a unui astfel de aparataj necesită instalații și utilaj special care mărește apreciabil investiția.

Folosirea sincronizării la motoarele asincrone își are justificarea rațională în anumite condiții: deficitul puterii reactive în sistemul energetic și lipsa condensatorilor.

Bibliografie

[1] *Litvac L. V.*: Problemele ameliorării factorilor de putere în întreprinderile industriale, Editura Energetică de Stat, 1952.

[2] *Litvac L. V.*: Contribuții la problema rentabilității sincronizării motoarelor asincrone. I.D.T., nr. 26129.

[3] *Gurevici B. M.*: Cu privire la compensarea energiei reactive prin sincronizarea motoarelor asincrone, Energhit. Biuletin, nr. 5/1952.

[4] *Gurevici B. M.*: Procedeu nou de economie a energiei electrice în întreprinderile industriale, Mehaniz. Trud. Rabot, 1/1949.

[5] *Baiduc P. V.*: Scheme pentru sincronizarea motoarelor asincrone în întreprinderi industriale, I.D.T., nr. 67118.

[6] *Schait H. F.*: Kompensierte und synchronisierte Asynchronmotoren, I. Springer, 1923.

[7] *Lihacev*: Determinarea rentabilității sincronizării motoarelor asincron sincronizate. Energhit Biuletin, nr. 1/1950, I.D.T. nr. 23315.

[8] *Orghina B. G.*: Despre sincronizarea motoarelor asincrone, Prom. Energ., VI/1949, nr. 5.

[9] *Madjar L.*: Der Leistungsfaktor cos φ, Verlag Technik, 1954.

[10] *Mürenberg W.*: Prüfung der Elektrische Maschinen, I. Springer, 1940.

[11] *Bornitz E.*: Starksterom — Kondensatoren undumlaufende Phasenschieber, R. Oldenbourg. 1942.

★

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ ДАГ ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Резюме

Излагается применение синхронизации асинхронного двигателя с помощью селенового выпрямителя. Напоминается диаграмма работы синхронизированного асинхронного двигателя с изложением элементов расчета и показываются полученные результаты при применении такого метода для синхронизации трехфазного асинхронного двигателя в 40 кв.

★

DIE ANWENDUNG DES DAG SYSTEMS BEIM SYNCHRONISIEREN DES ASYNCRONMOTORS

Zusammenfassung

Es wird die Anwendung der Synchronisierung des Asynchronmotors mit Hilfe eines Selengleichrichters beschrieben. Nach der Darstellung des Arbeitsdiagramms des synchronisierten Asynchronmotors werden die Berechnungselemente behandelt und die Ergebnisse angeführt die bei der Anwendung dieses Synchronisierungssystems bei einem Drehstromasynchronmotors von 40 kW erzielt wurden.

Contribuţii la calculul caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor

Ing. I. NOVAC

621.313.322–81.012.4

După o scurtă trecere în revistă a metodelor de calcul a caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor, se propune o metodă simplificată de calcul. Metoda propusă, prezintă avantajul de a fi mai expeditivă, fără ca prin aceasta exactitatea calculului să sufere. Este dat şi un exemplu numeric.

In cadrul proiectării alternatorilor, un loc important îl ocupă determinarea prin calcul a caracteristicii de mers în gol. Pentru calculul acestei caracteristici la maşinile sincrone cu poli aparenţi se poate utiliza metoda obişnuită : cunoscîndu-se valoarea coeficientului de acoperire polară α_i, care corespunde formei şi dimensiunilor tălpii polului, se calculează pentru diferite valori ale inducţiei în întrefier B_δ fluxul maşinii şi tensiunea magnetomotoare (t.m.m.) totală, obţinîndu-se astfel curba de magnetizare $\Phi = f(\Sigma V_H)$, respectiv caracteristica de mers în gol a maşinii $E = f(\Sigma V_H)$.

Faţă de alte tipuri de maşini electrice, turbogeneratorii prezintă particularitatea că au rotorul bobinat numai parţial, în scopul de a se

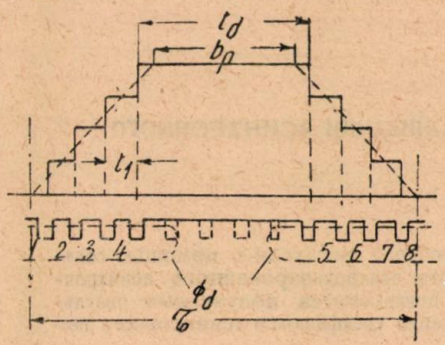


Fig. 1. Repartiţia pe pasul polar, a t.m.m. de excitaţie a unui turbogenerator.

obţine o repartiţie a cîmpului magnetic de excitaţie, apropiată ca formă, de sinusoidă. Obişnuit, pe porţiunea nebobinată, rotorul nu se crestează, încît el apare cu porţiuni dinţate şi porţiuni nedinţate (aşa numiţii „dinţi laţi" ai rotorului).

Repartiţia tensiunii magnetomotoare de excitaţie a unui turbogenerator pe pasul polar este aceea reprezentată în fig. 1. Curba cîmpului magnetic diferă de aceea a t.m.m. Deformaţiile cîmpului se datoresc saturaţiei puternice a dinţilor înguşti rotorici, saturaţiei dinţilor statorici precum şi faptul că tuburile de forţă în juguri, corespunzătoare diferiţilor dinţi înguşti, rotorici, posedă t.m.m. diferite [2]. La saturaţii mici, în ipoteza că întreg curentul este concentrat în centrul crestăturii, curba cîmpului magnetic are alura din fig. 2. Cu cît inducţia în întrefier B_δ creşte, cu atît raportul B_i/B_δ ($i=1,2,3,\ldots$) se măreşte [2]; aceasta înseamnă că repartiţia cîmpului se schimbă odată cu inducţia în întrefier. Metodele de calcul ale caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor indicate de literatura de specialitate ţin seama de această particularitate a maşinilor sincrone cu poli înecaţi.

După metoda cea mai riguroasă, indicată de [2] se calculează curba $B_\delta = f(\Sigma V_H)$ pentru circuitul magnetic care trece prin dintele lat, considerîndu-se că fluxul de dispersie încarcă numai acest dinte, şi curba $B_\delta = f(V_\delta + V_{d_1} + V_{d_2})$ corespunzătoare circuitului magnetic care trece prin dintele îngust. Cu ajutorul celor două

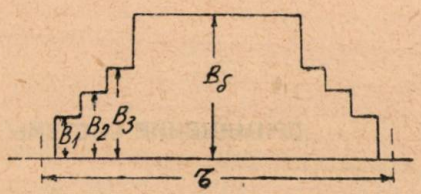


Fig. 2. Curba simplificată de repartiţie a cîmpului de excitaţie al turbogeneratorilor, la saturaţii mici.

curbe se determină, pentru diferite valori ale t.m.m. totale ΣV_H, valoarea inducţiei în întrefier în dreptul fiecărui dinte şi deci repartiţia reală a cîmpului de excitaţie pe pasul polar. Cunoscîndu-se curba cîmpului corespunzătoare diferitelor t.m.m. totale ΣV_H, se poate calcula valoarea fluxului şi, deci, curba reală $\Phi = f(\Sigma V_H)$.

Metoda ţine seama de existenţa fluxului de dispersie, iar la determinarea repartiţiei cîmpului pe pasul polar se ţine seama de influenţa saturaţiei dinţilor şi de faptul că t.m.m. în juguri depind de numărul de ordine al dintelui îngust în dreptul căruia se calculează inducţia. Ca urmare metoda dă rezultate exacte.

O altă metodă pentru calculul caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor propusă de literatură [3] necesită determinarea a două caracteristici $B_\delta = f(\Sigma V_H)$ — corespunzătoare circuitului magnetic prin dintele rotoric lat, respectiv prin dintele îngust — cu ajutorul cărora se poate calcula „caracteristica de magnetizare la neglijarea dispersiei". Caracteristica de

mers în gol reală — ținîndu-se seama și de dispersie — rezultă din precedenta printr-o construcție grafică.

Ambele metode amintite prezintă dezavantajul că implică un calcul lung și laborios.

Literatura propune și o metodă mai expeditivă [1], la care, prin înlocuirea rotorului real cu unul echivalent, calculul caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor se simplifică mult. Metoda prezintă neajunsul că neglijează influența dispersiei.

In cele ce urmează se propune o metodă de calcul mai simplă dar totuși suficient de exactă, care se bazează pe folosirea curbelor

$$\alpha_i = f(\gamma, K_s),$$

calculate de autor.

Justificarea metodei propuse

In practica proiectării mașinilor electrice, la calculul caracteristicii de magnetizare se obișnuiește a se înlocui curba reală de repartiție a cîmpului magnetic cu un dreptunghi de înălțime egală cu valoarea maximă a inducției în întrefier și de lățime $b_i = \alpha_i \tau$, astfel încît în suprafețele închise de curba cîmpului, respectiv de dreptunghiul echivalent considerat, să fie egale. In acest caz fluxul se calculează cu relația

$$\Phi = \alpha_i \cdot \tau \cdot l_i \cdot B_\delta \qquad (1)$$

unde τ, l_i, B_δ și α_i au semnificațiile cunoscute.

Coeficientul de acoperire polară α_i depinde numai de forma curbei de repartiție a cîmpului magnetic pe pasul polar; în cazul particular al turbogeneratorilor repartiția cîmpului de excitație depinde în primul rînd de pasul dintelui lat t_d (fig. 1).

Pentru o anumită valoare a lățimii relative a porțiunii de rotor necrestată $\beta = t_d/\tau$, valoarea coeficientului de acoperire polară este determinată de înălțimile treptelor inducției (fig. 2), care la rîndul lor depind de saturația dinților și de faptul că t.m.m. în juguri diferă în funcție de ordinul dintelui îngust în dreptul căruia se calculează inducția. Folosind metoda exactă de calcul prezentată în [2], la calculul caracteristicii de magnetizare a mai multor turbogeneratori avînd același raport β, autorul a observat că la un același coeficient de saturație

$$K_s = \frac{V_\delta + V_{d_1} + V_{d_2}}{V_\delta} \qquad (2)$$

unde V_δ, V_{d_1}, V_{d_2} reprezintă t.m.m. în întrefier, în dintele rotoric lat și respectiv dintele statoric, α_i are practic aceeași valoare pentru toate mașinile considerate. Acest rezultat apare ca normal, deoarece unui grad de saturație în dintele lat rotoric, îi corespunde un grad de saturație în dintele rotoric îngust practic același pentru toate mașinile, avînd același β, considerate.

Bazat pe aceste considerente, autorul a determinat curbele $\alpha_i = f(\gamma, K_s)$ — fig. 3 —

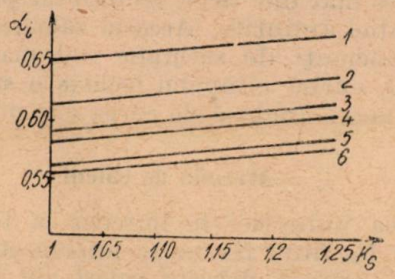


Fig. 3. Curbele $\alpha_i = f(\gamma, K_s)$: curba 1 pentru $\gamma = 12/20 = 24/40 = 0,6$; curba 2 pentru $\gamma = 16/24 = 24/36 = 0,667$; curba 3 pentru $\gamma = 28/40 = 0,7$; curba 4 pentru $\gamma = 20/28 = 0,714$; curba 5 pentru $\gamma = 24/32 = 0,75$; curba 6 pentru $\gamma = 32/42 = 0,762$.

unde K_s este factorul de saturație dat de relația (2), iar γ reprezintă raportul

$$\gamma = \frac{N_1}{Z_1}$$

N_1 fiind numărul de crestături rotorice, iar Z_1 numărul de pași dentari rotorici cuprinși pe întreaga periferie a rotorului, cu alte cuvinte numărul de crestături rotorice care ar exista dacă întreg rotorul ar fi crestat. Acest raport reprezintă o mărime echivalentă raportului β, în sensul că fiecărei valori ale lui γ îi corespunde o valoare bine determinată a lui β și invers. S-a considerat că pentru calcule este mai practică utilizarea coeficientului γ decît aceea a lui β.

S-au ridicat curbele $\alpha_i = f(\gamma, K_s)$ pentru valorile uzuale ale lui γ indicate în [1]. Se observă că α_i crește cu micșorarea lui γ și cu mărirea lui K_s. Explicația constă în aceea că la mărirea lățimii relative a porțiunii de rotor necrestată β, (respectiv la micșorarea lui γ), precum și la creșterea saturației, curba cîmpului devine mai plată.

Pentru a se obține rezultate cît mai exacte s-a considerat un număr oarecare de turbogeneratori pentru fiecare valoare uzuală a lui γ. S-a considerat că mașinile respective sînt executate cu tole de oțel electrotehnic de calitate superioară folosite la construcția statorilor de turbogeneratori, respectiv din oțel de rotor pentru turbogeneratori [1].

Trebuie remarcat faptul că în literatură se indică valoarea lui α_i ca fiind [1, 3]:

$$\alpha_i = \left(1 + \frac{b_p}{\tau}\right) \cdot 0,5.$$

Această relație este valabilă numai în ipoteza inexactă că repartiția cîmpului de excitație ar fi identică cu a t.m.m. și că ea ar fi înlocuită

cu un trapez de suprafață egală cu aceea mărginită de curba ipotetică a cîmpului (fig. 1). In realitate, din cauza repartiției inducției conform fig. 2, pentru valori obișnuite ale coeficientului K_s, coeficientul de acoperire polară α_i este mai mic decît cel rezultat prin aplicarea relației amintite. Această valoare se atinge la coeficienți de saturație mai mari, cînd, incidental, curba cîmpului închide o suprafață egală cu aceea închisă de curba t.m.m.

Metoda de calcul

Valoarea inducției în întrefier la tensiunea nominală $B_{\delta n}$ fiind fixată, se întocmește tabela de calcul pentru diferite valori ale inducției $B_\delta = K \cdot B_{\delta n}$ (de exemplu $K = 0{,}55$, 1, 1,21, 1,33). Se determină t.m.m. în întrefier în dreptul dintelui rotoric lat :

$$V_\delta = 1{,}6 \cdot V B_\delta \, \delta \cdot K_{c_2} \qquad (3)$$

unde K_{c_2} este factorul de întrefier corespunzător statorului.

După ce s-a calculat în mod obișnuit t.m.m. în dintele statoric V_{d2} se determină în primă aproximație valoarea coeficientului de saturație cu relația (2) considerînd $V_{d_1} = 0$.

Aproximarea făcută în calculul factorului de saturație prin neglijarea t.m.m. în dintele lat rotoric introduce erori neglijabile deoarece t.m.m V_{d_1} este în majoritatea cazurilor mult mai mică decît t.m.m. V_{d_2} și cu atît mai mult decît V_δ .

Cunoscîndu-se K_s, din fig. 3 rezultă, pentru γ respectiv al mașinii, valoarea coeficientului α_i pentru fiecare valoare a lui B_δ , ceea ce dă posibilitatea determinării, cu ajutorul relației (1), a fluxului.

Valoarea fluxului fiind cunoscută se calculează în mod obișnuit t.m.m. în jugul statoric, precum și t.m.m. de trecere :

$$V_t = V_\delta + V_{d_2} + V_{j_2}. \qquad (4)$$

La mersul în gol, fluxul de dispersie este proporțional cu t.m.m. de trecere V_t și se determină cu expresia [2] :

$$\Phi_d = \frac{4 \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_t}{N_1} \cdot V_t. \qquad (5)$$

Factorul λ_t reprezintă permeanța de calcul a fluxului de dispersie și are valoarea :

$$\lambda_t = \frac{h_1}{2 \cdot b_{cr}} + \frac{h_2}{b_{cr}} + \frac{2{,}3 \cdot h_3}{b_{cr} + b} + \frac{h_4}{b_{cr}} + \frac{\frac{5\delta}{b}}{5 + \frac{4\delta}{b}} \qquad (6)$$

$h_1 \ldots h_4$, b_{cr} și b au semnificația ce rezultă din fig. 4. Relația (6) se aplică crestăturii rotorice.

Considerîndu-se conform [2] că fluxul de dispersie încarcă numai dintele lat (în fig. 1 fluxul de dispersie este reprezentat prin linii întrerupte) t.m.m. necesară trecerii fluxului de-a lungul dintelui lat urmează să se calculeze corespunzător fluxului :

$$\Phi_{d_1} = t_d \cdot l_i \cdot B_\delta + \Phi_d. \qquad (7)$$

T.m.m. în jugul rotoric se calculează corespunzător inducției ce rezultă pentru fluxul care străbate acest jug :

$$\Phi_1 = \Phi + \Phi_d . \qquad (8)$$

T.m.m. totală este :

$$\Sigma V_H = V_t + V_{d_1} + V_{j_1}. \qquad (9)$$

Deoarece se cunoaște acum și V_{d_1} se calculează exact valoarea coeficientului de saturație K_s,

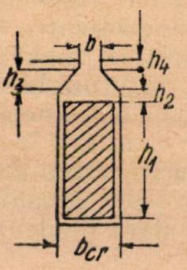


Fig. 4. Formă de crestătură.

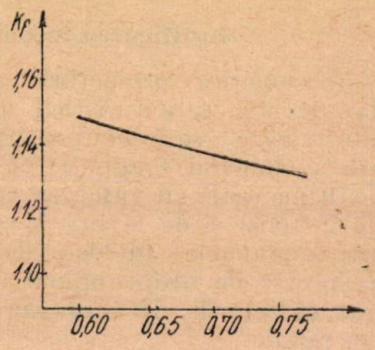


Fig. 5. Dependența factorului de formă K_f de raportul γ (la turbogeneratori).

cu care se determină valorile reale ale lui α_i și deci se pot calcula valorile adevărate ale fluxului Φ. Nu se impune recalcularea t.m.m. în juguri și dintele rotoric lat deoarece aceste porțiuni fiind nesaturate la mașinile de construcție normală, chiar la $B_\delta = 1{,}8 . B_{\delta n}$, diferențele ce intervin sînt neglijabile.

Cunoscîndu-se curba de magnetizare $\Phi = f(\Sigma V_H)$ se poate calcula caracteristica de mers în gol $E = f(\Sigma V_H)$. Pentru determinarea t.e.m. este necesar a se cunoaște valoarea factorului de formă K_f. Dependența factorului de formă de raportul γ este redată, după [3], în fig. 5. In realitate K_f, la o valoare determinată a lui γ, nu este constant ca urmare a faptului că, curba cîmpului se modifică pentru diferitele valori ale inducției B_δ . Deoarece însă diferențele ce intervin, în ceea ce privește valoarea lui K_f, sînt neglijabile, se poate considera practic $K_f = \text{const.}$

Exemplul de calcul care urmează indică mersul calculului în întregime.

Exemplu numeric

Se consideră turbogeneratorul de 30000 kVA, $U = 10500$ V, $n = 3000$ rot/min, $\cos \varphi = 0{,}8$ conexiune stea, avînd datele : $\tau = 1{,}54$ m, $l_i = 2{,}7$ m, $l_{Fe} = 2{,}14$ m, $N_1 = 28$, $Z_1 = 40$,

N_2=48, δ=3 cm, $B_{\delta n}$=0,725 Wb/m². Factorul de înfășurare statoric este K_{B2}=0,922, numărul de spire al fazei statorice w_2 = 16. Crestăturile rotorice și statorice sînt deschise și au dimensiunile : h_{c1} = 15 cm, b_{c1} = 2,9 cm, h_{c2} = 14,4 cm, b_{c2} = 3,2 cm. Înălțimile celor două juguri sînt : h_{j2} = 0,401 m, h_{j1} = 0,27 m. Statorul este executat din tole de oțel electrotehnic de calitate superioară (curba de magnetizare — tabela 1), iar rotorul este masiv, avînd lungimea l_r = 0,31 m, executat din oțel de rotor de turbogenerator (curba de magnetizare — tabela 2).

Tabela 1

B, Wb/m²	0,1	0,3	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,1
H, AW/m	40	60	110	185	300	540	1300	5200	14700	54000	132000

Tabela 2

B, Wb/m²	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	1,9	2
H, AW/m	280	600	960	1150	1760	2300	3100	5400	13500	24000	42000

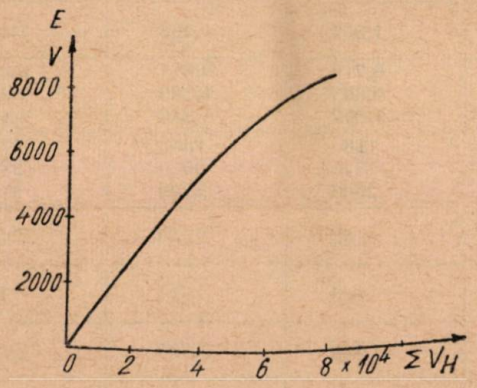


Fig. 6. Caracteristica de mers în gol a turbogeneratorului de S = 30000 kVA, U = 10500 V, cos φ = 0,8, conexiune Y, n = 3000 rot/min

Pentru inducții mai mari de 2,1 Wb/m² curba de magnetizare se exprimă prin ecuația $B = 1{,}9 + 4.\pi.10^{-7}$ .H.

Din datele mașinii rezultă : t_1 = 7,23 cm, t_2 = 6,41 cm, t_d = 50,6 cm, K_{c2} = 1,098. Calculul caracteristicii după metoda propusă este redat în tabela de calcul.

La calculul t.e.m. E s-a considerat pentru factorul de formă K_f = 1,141 ce rezultă din fig. 5 la γ = 28/40 = 0,7.

Calculînd caracteristica de mers în gol a aceluiași turbogenerator după metoda indicată de [2], respectiv [3], rezultă curbele care sînt redate în tabelele 3 și 4.

Caracteristicile obținute, folosind cele trei metode, se suprapun practic, după cum se vede în fig. 6.

Pentru a vedea în ce măsură curbele $\alpha_i = f(\gamma, K_s)$ pot fi folosite în cazul altor calități de tole statorice și alt material rotoric, s-a calculat, cu metoda propusă de autor, și caracteristica de mers în gol a turbogeneratorului tratat ca exemplu în [3], considerîndu-se curbele de magnetizare din lucrarea respectivă. Datele care au rezultat sînt redate în tabela 5.

Tabela 3 [2]

E (V)	3280	6060	7590	8490
ΣV_H(AW)	22930	43903	60745	77214

Tabela 4 [3]

E (V)	2810	5500	7400	8200
ΣV_H(AW)	20000	40000	60000	72000

Tabela 5

E (V)	3380	5070	6800	7700
ΣV_H(AW)	26288	40025	65646	118570

Tabela 6

E (V)	2550	4920	6380	7250	7900
ΣV(AW)	20000	40000	60000	80000	100000

Folosind metoda de calcul indicată de [3] caracteristica de mers în gol a aceluiași turbogenerator este dată în tabela 6.

Cele două caracteristici sînt foarte apropiate, după cum se observă în fig. 7, în care curba

Tabela de calcul

K		0,55	1	1,21	1,33
B_δ (Wb/m²)		0,398	0,725	0,876	0,963
V_δ (AW)		20900	38100	46100	50600
$B'_{d_2} = \frac{t_2 \cdot l_i \cdot B_\delta}{l_{Fe} \cdot b_{d_2}}$	(Wb/m²) max...	1,005	1,830	2,215	2,430
	(Wb/m²) med...	0,776	1,415	1,710	1,880
	(Wb/m²) min...	0,633	1,150	1,390	1,533
H_{d_2}	(AW/m) max...	350	17500	103000	179500
	(AW/m) med...	180	1500	9500	20000
	(AW/m) min...	120	465	1200	3400
H_{d_2}	(AW/m)	198	4000	23700	43830
V_{d_2}	(AW)	57	1152	6830	12650
K_s		1,001	1,030	1,146	1,250
α_i	(fig. 3)	0,590	0,593	0,606	0,616
Φ	(Wb)	0,976	1,790	2,210	2,470
$B_{j_2} = \frac{\Phi}{2 \cdot l_{Fe} \cdot h_{j_2}}$	(Wb/m²)	0,570	1,040	1,285	1,438
H_{j_2}	(AW/m)	100	340	745	1800
$V_{j_2} \cong \frac{\pi D_a}{2p} \cdot H_{j_2}$	(AW)	326	1105	2422	5850
V_t	(AW)	21291	40357	55352	69100
Φ_d	(Wb)	$3{,}81.10^{-2}$	$7{,}21.10^{-2}$	$9{,}9.10^{-2}$	$12{,}37.10^{-2}$
Φ_{d_1}	(Wb)	0,582	1,062	1,298	1,440
$B'_{d_1} = \frac{\Phi_{d_1}}{l_r \cdot b_{d_1}}$	(Wb/m²) min...	0,394	0,719	0,877	0,975
	(Wb/m²) med...	0,489	0,893	1,090	1,210
	(Wb/m²) max...	0,602	1,090	1,340	1,490
H_{d_1}	(AW/m) min...	580	1180	1500	1710
	(AW/m) med...	750	1540	2000	2320
	(AW/m) max...	950	2000	2800	3700
H_{d_1}	(AW/m)	755	1553	2050	2480
V_{d_1}	(AW)	226	466	615	744
Φ_1	(Wb)	1,014	1,862	2,309	2,594
$B_{j_1} = \frac{\Phi_1}{2 \cdot l_r \cdot h_{j_1}}$	(Wb/m²)	0,606	1,140	1,380	1,548
H_{j_1}	(AW/m)	960	2120	3000	4260
$V_{j_1} \cong \frac{\pi D}{2p} \cdot H_{j_1}$	(AW)	1477	3270	4620	6560
ΣV_H	(AW)	22994	44093	60587	76404
K_s		1,01	1,04	1,16	1,26
α_i	(fig. 3)	0,591	0,595	0,607	0,617
Φ	(Wb)	0,980	1,795	2,218	2,476
E	(V)	3340	6160	7550	8430

— *1* reprezintă caracteristica de mers în gol calculată prin metoda propusă mai sus, iar

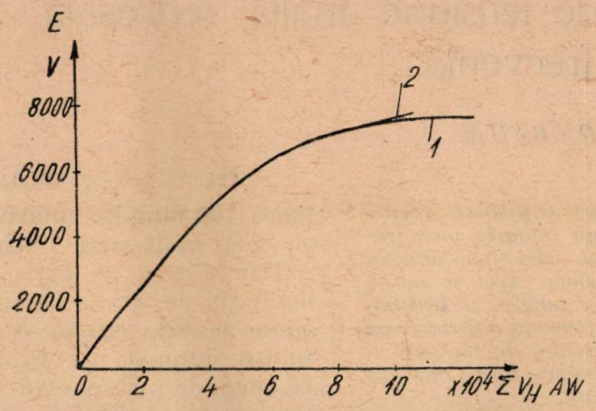


Fig. 7. Caracteristica de mers în gol a turbogeneratorului de $S=40000$ kVA, $U=10000$ V, $\cos\varphi=0{,}8$, conexiune Y, $n=3000$ rot/min, cu rotor masiv din Cr—Ni: curba—*1*—calculată prin metoda propusă, curba—*2*—calculată prin metoda indicată în [3].

curba — *2* aceeaşi caracteristică determinată după [3].

Concluzii

Metoda de calcul a caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor propusă mai sus prezintă un real avantaj prin aceea că problema se rezolvă printr-un calcul mult mai simplu decît cu metodele indicate de literatură. Metoda dă rezultate exacte în cazul cînd statorul este executat cu tole de oţel electrotehnic de calitate superioară iar rotorul din oţel de rotor de turbogenerator, deoarece curbele $\alpha_i = f(\gamma, K_s)$ au fost ridicate pentru acest caz. Dacă se consideră alte calităţi de tole, metoda se poate folosi, rezultatele obţinute fiind practic suficient de exacte, după cum rezultă şi din exemplul de calcul.

De remarcat faptul că curbele $\alpha_i = f(\gamma, K_s)$ sînt valabile pentru cazul maşinilor de construcţie normală, la care inducţia în întrefier şi în diferitele porţiuni ale circuitului magnetic sînt cele prescrise pentru proiectarea turbogeneratorilor. In cazul maşinilor la care, dintr-un motiv oarecare, se aleg inducţii mult diferite de cele normale, folosirea curbelor $\alpha_i = f(\gamma, K_s)$ ar duce la rezultate eronate.

Metoda propusă se încadrează în genul metodei generale de calcul a caracteristicii de mers în gol a maşinilor electrice.

Bibliografie

[1] *Postnicov I. M.*: Proiectarea maşinilor electrice, Edit. Energetică de Stat, Bucureşti.
[2] *Richter R.*: Maşini electrice, vol. II, Edit. J. Springer Berliu 1930.
[3] *Liwschitz M.*: Maşini electrice, vol. III, Ed. B.G. Teubner, 1934.
[4] *Piotrovschi L. M.*: Maşini electrice — Edit. Energetică de Stat Bucureşti 1953.

★

К РАСЧЕТУ ХАРАКТЕРИССИКОВ ХОЛОСТОГО ХОДА ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ

Резюме

После короткого изложения методов расчета характеристиков холостого хода турбогенераторов, предлагается более простой метод расчета. Предлагаемый метод —более быстрый— и в тоже время точный. Дается численный пример.

★

BEITRAGE ZUR BERECHNUNG DER LEERLAUF CHARAKTERISTIK BEI TURBOGENERATOREN

Zusammenfassung

Nach einer kurzen Besichtigung über die Berechnungsmethoden der Leerlauf charakteristik bei Turbogeneratoren, schlägt man vor eine vereinfachte Berechnungsmethode. Die vorgeschlagene Methode ist geschwinder, ohne das die Genauichkeit leinden soll. Es wird auch ein Berechnungsbeispiel dargestellt.

Asupra proiectării surselor de tensiune înaltă, redresată din înaltă frecvenţă

Ing. M. BIRNBAUM

621.314.6.027.3 : 621.3.023

In prima parte a lucrării se studiază funcţionarea unui montaj pentru obţinerea unei tensiuni înalte cu ajutorul unui transformator acordat, ridicător de tensiune. Apoi se indică o metodă de proiectare a surselor de tensiune înaltă cu ajutorul înaltei frecvenţe, mai riguroasă decît cele indicate în literatură. In încheiere se indică schema unei asemenea surse, realizată în ţară.

In mod obişnuit, o sursă de tensiune înaltă continuă se realizează după o schemă bloc ca cea din fig. 1. Dar realizarea unui astfel de montaj este complicată de necesitatea unui transformator cu fier, cu o izolaţie bună, de volum şi greutate mare. Pe de altă parte pentru netezirea tensiunii pulsatorii care se obţine la ieşirea redresorului este necesar un filtru cu condensatori de valoare mare. Aceşti condensatori trebuind să reziste la o tensiune de lucru înaltă (kilovolţi şi uneori zeci de kilovolţi) sînt foarte costisitori. In plus, datorită energiei mari pe care o acumulează, în funcţionare sînt periculoşi pentru viaţa omului.

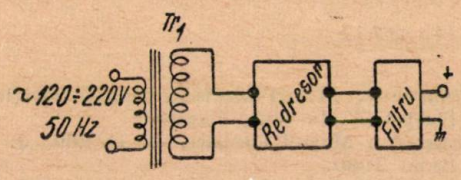


Fig. 1

Din ce în ce mai mult au început să se răspîndească sursele de înaltă tensiune obţinută pe baza unei scheme bloc ca cea din fig. 2.

Montajul cuprinde un oscilator electronic pe o frecvenţă ridicată (50—500 kHz) cu care se atacă un transformator acordat ridicător de tensiune.

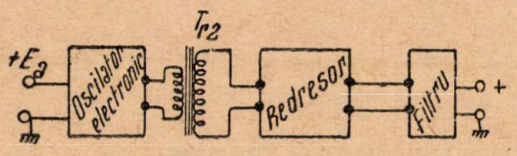


Fig. 2

Din cauza frecvenţei de lucru ridicate, transformatorul se construieşte fără fier, cu aer. Pe de o parte, deci, în locul transformatorului *Tr. 1* se întrebuinţează un transformator de volum şi greutate mult mai mică şi mult mai puţin costisitor, pe altă parte, pentru filtrarea tensiunii pulsatorii obţinută la ieşirea redresorului, se poate folosi un filtru cu condensatori de valoare foarte mică (depinzînd de frecvenţa de lucru 100 pînă la 1 000 pF) şi, deci, mult mai ieftini.

Dar în ceea ce priveşte acest tip de surse de tensiune înaltă, există o limitare impusă de faptul că sursa de putere este un tub electronic (tubul oscilator). Este evident deci, că sub tensiune înaltă nu se va putea obţine un curent de sarcină mare. Acest lucru nu este supărător cînd sursa de tensiune se foloseşte pentru alimentarea, de exemplu, a unui tub catodic sau a unui contor de particule Geiger-Müller.

Dacă se caută însă să se obţină o putere utilă mai mare va trebui să se folosească un tub de putere mare, lucru care va pune sub semnul îndoielii avantajele pe care acest montaj le oferă faţă de montajul clasic, din punct de vedere al costului, al gabaritului etc.

In literatura periodică de specialitate există exemple de astfel de surse construite pentru tensiuni de ordinul kilovolţilor şi chiar al zecilor de kilovolţi. O metodă aproximativă de proiectare a acestor surse este indicată de O. Schade [1].

Ne propunem, pe de o parte, să studiem mai pe larg funcţionarea montajului, iar pe de altă parte, să indicăm o metodă mai riguroasă pentru proiectarea lui.

*

Schema de principiu a unui montaj pentru obţinerea unei tensiuni înalte cu ajutorul unui transformator acordat ridicător de tensiune este arătată în fig. 3. Circuitul electronic pe care ni-l propunem a-l studia este cel indicat separat în fig. 4.

El comportă un tub electronic lucrînd ca oscilator pe o frecvenţă ridicată şi un transformator acordat ridicător de tensiune. De la început, vom presupune pentru simplificare circuitul de grilă al oscilatorului neacordat

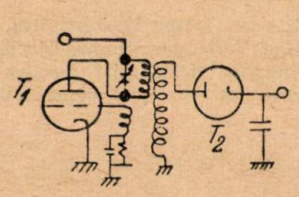


Fig. 3

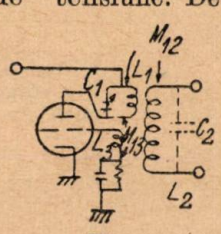


Fig. 4

(lucru corespunzînd practicii montajelor obișnuite de oscilatori cu circuite acordate în placă și cu catoda la pămînt) și, deci, cu o frecvență de rezonanță infinită.

Pe de altă parte știind că un oscilator autoexcitat lucrează într-un regim stabil, atunci cînd inductanța mutuală dintre circuitele de placă și de grilă este foarte mică, vom cupla bobina de grilă cu cea de placă prin intermediul bobinei L_2, ridicătoare de tensiune. Putem presupune, în acest caz, că circuitele de de placă și de grilă nu exercită unul asupra celuilalt nici o influență.

Este evident că, în acest caz, rămîn de studiat două probleme :

1. Comportarea și proiectarea transformatorului ridicător de tensiune.
2. Funcționarea tubului oscilator.

*

1. Să considerăm cele două circuite cuplate care ne interesează, așa cum se arată în fig. 5.

Dacă

$$\omega_{01} = \omega_{02}$$
$$\omega_{01} = 2\ \pi\ f_1$$

f_1 fiind frecvența proprie de rezonanță a circuitului primar și $\omega_{02} = 2\,\pi f_2$, f_2 fiind frecvența de rezonanță proprie a circuitului secundar, se știe că se poate obține tensiunea maximă în secundar. Ne propunem, așa dar, să studiem acest sistem de circuite cuplate cu rol de transformator acordat ridicător de tensiune, impunîndu-ne — în anumite condiții — să obținem tensiune maximă în secundar.

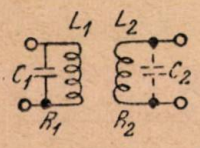


Fig. 5

Comportarea sistemului depinde, în mare măsură, de factorul de cuplaj dintre cele două circuite K. Din teoria circuitelor cuplate se știe că :

I. Dacă K are o valoare mică

$$K \ll K_{cr}$$

$$K_{cr} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}},$$

în care :

Q_1 este factorul de calitate al circuitului primar ;
Q_2 — idem, al circuitului secundar,

atunci curentul (tensiunea) secundar variază cu frecvența după o curbă care reprezintă, aproximativ, produsul dintre curbele de rezonanță ale circuitului primar și circuitului secundar luate separat.

2. Dacă $K = K_{cr}$, curentul secundar atinge valoarea maxim posibilă. Raportul între tensiunea alternativă de la bornele condensatorului C_2 și tensiunea introdusă în serie cu circuitul primar, este în acest caz :

$$\frac{U_{c2}}{U} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}\,\frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{2} \qquad (1)$$

(presupunînd cele două circuite acordate pe aceeași frecvență). Relația (1) ne dă valoarea maxim posibilă pe care o poate lua raportul $\frac{U_{c2}}{U}$.

3. Dacă se crește factorul de cuplaj la o valoare mai mare decît cea a lui K_{cr} în curba de variație a curentului (tensiunea) secundar, apar două maxime, valorile acestora fiind mai mici decît valoarea maxim posibilă care se poate obține.

S-ar părea că condițiile de funcționare optime sînt cele oferite de punctul 2. Dar pentru a avea pierderi mici, circuitele trebuie să aibă factori de calitate de valoare mare. Aceasta va duce la obținerea unei curbe de variație a curentului (tensiunii) secundar cu un maxim foarte pronunțat. Orice variație a capacităților parazite va duce, evident, la micșorarea substanțială a tensiunii secundare. Pe de altă parte, dependența însemnată pe care maximul tensiunii o va prezenta față de valorile factorilor de calitate, va face ca orice modificare a sarcinii să aducă o modificare însemnată a valorii tensiunii secundare. Pentru a evita aceste neajunsuri, se preferă să se lucreze în condițiile date de punctul 3. In acest caz valoarea lui K se poate alege convenabil, pentru ca cele două maxime din curba curentului (tensiunii) secundar să nu fie prea pronunțate față de valoarea în bandă. Se observă că în acest caz o modificare a capacităților parazite deși ar modifica frecvența de rezonanță a circuitului secundar, totuși tensiunea nu va varia prea mult. O astfel de situație este creată, de exemplu, cînd $K \simeq 10$—$20\ K_{cr}$ în sarcină. Aceasta implică factori de calitate mari (în gol 100—200, ca să se obțină în sarcină $Q = 10$—20), pentru a se putea realiza cu valori moderate ale lui K, cuplajul necesar. Precizăm că nu se pot realiza factori de cuplaj de valoare mare din cauza izolației necesare între secundarul și primarul transformatorului.

Din teoria circuitelor cuplate, rezultă că în cazul unor circuite cuplate acordate pe aceeași frecvență, cele două maxime din curba de variație a curentului (tensiune) secundar sînt date ca frecvență de :

$$\gamma_{max} = \frac{\text{frecvența de maxim a tensiunii secundare}}{\text{frecvența de rezonanță}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 \pm K\left[1 - \frac{K_{cr}^2}{2K^2}\left(\frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1}\right)\right]^{1/2}}} \qquad (2)$$

și ca amplitudine de

$$\frac{U_{c2}}{U} = \frac{1}{\gamma^2_{max}} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{\left[\sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}} + \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}\right]\left[1 - \frac{K^2_{cr}}{4K^2}\left(\sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} - \sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}}\right)^2\right]^{1/2}} \quad (3)$$

Circuitul primar fiind alimentat în paralel și avînd schema din fig. 6 se poate transforma

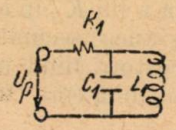


Fig. 6

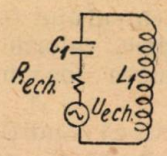


Fig. 7

în circuitul echivalent din fig. 7 tensiunea U avînd valoarea :

$$U = \frac{U_1}{Q_1}. \quad (4)$$

Presupunînd $K \gg K_{cr}$ și $Q_1 = Q_2$ relația (2) devine :

$$\gamma_{max} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm K}}. \quad (5)$$

Ținînd seamă și de formula (4) relația (3) va deveni

$$\frac{U_{cr}}{U_1} = \frac{1}{\gamma^2_{max}} \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (6)$$

Introducînd în (6) pe (5) obținem :

$$\frac{U_{c2}}{U_1} = \frac{1 \pm K}{2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (7)$$

Observăm că la un raport $\frac{L_2}{L_1}$ dat, se obțin două valori ale raportului $\frac{U_{c2}}{U_1}$ corespunzătoare celor două frecvențe de maxim. Cum în mod obișnuit vrem să obținem un raport $\frac{U_{c2}}{U_1}$ impus, cu un K ales, rezultă două valori pentru raportul $\frac{L_2}{L_1}$. Aceste două valori corespund atingerii raportului impus, pe una sau pe cealaltă dintre frecvențele de maxim.

Remarcăm că este preferabil să lucrăm pe frecvența corespunzătoare primului maxim, deoarece aici obținem un raport $\frac{U_{c2}}{U_1}$ mai mare *.

*) Din teoria circuitelor cuplate se știe că în cazul $K \gg K_{cr}$ și $Q_1 = Q_2$ cele două maxime din curba de variație a curentului (tensiune) secundar nu sînt simetrice ca frecvență în jurul frecvenței de rezonanță, iar mărimile lor nu sînt egale. Acest lucru se poate observa și din formula (7) în care pentru un raport $\frac{L_2}{L_1}$ dat, maximul corespunzînd semnului + din termenul $1 \pm K$ este mai mare decît cel corespunzînd semnului −.

Frecvența corespunzătoare acestui maxim este dată de

$$\gamma_{max} = \frac{1}{\sqrt{1 + K}} \quad (8)$$

în acest caz relația (7) devenind

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{4}{(1 + K)^2}\left[\frac{U_{c2}}{U_1}\right]^2. \quad (9)$$

Am obținut în felul acesta valoarea necesară a raportului dintre cele două inductanțe ale transformatorului și a factorului de cuplaj care trebuie realizat pentru a obține la un raport dat tensiunea maximă în secundar.

*

II. Am văzut că sistemul celor două circuite cuplate poate lucra pe două frecvențe ω_1 și ω_2, la amîndouă aceste puncte avînd tensiune maximă în secundar.

Se pune întrebarea : pe care din aceste frecvențe va lucra tubul electronic ?

Schade [1] afirmă că dacă L_1 și L_3 sînt bobinate așa cum în mod obișnuit se bobinează bobinele pentru un oscilator, atunci frecvența de lucru este ω_1 (fig. 8 și 9). O inversare a

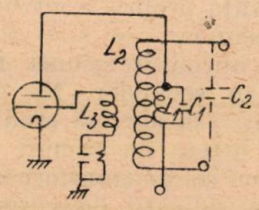


Fig. 8

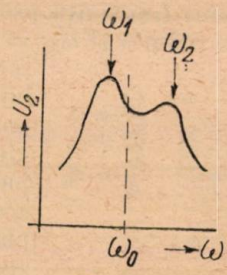


Fig. 9

legăturilor lui L_1 sau L_3 va produce mutarea frecvenței de lucru din ω_1 în ω_2.

Intr-adevăr, punînd condiția lui Barkhausen de întreținere a oscilațiilor :

$$\bar{\beta}\,\bar{A} = 1 \quad (10)$$

și rezolvînd sistemul

$$\begin{cases} \text{Re}\ [\bar{\beta}\,\bar{A}] = 1 \\ \text{Im}\ [\bar{\beta}\,\bar{A}] = 0 \end{cases} \quad (11)$$

rezultă că montajul poate îndeplini condiția (10) pentru două frecvențe ω_1 și ω_2 după cum este faza factorului de reacție. Aceste două frecvențe corespund :

$$\omega_1 \rightarrow \gamma_{max} = \frac{1}{\sqrt{1 + K}}$$

$$\omega_2 \rightarrow \gamma_{max} = \frac{1}{\sqrt{1 - K}}.$$

Din condiția (10) se poate calcula valoarea necesară pentru L_3 și M_{13} cunoscînd frecvența

de lucru, L_1 și L_2. Aceasta ar necesita însă un calcul extrem de laborios. Se preferă să se găsească experimental valorile acestor elemente, lucru destul de simplu și comod.

*

III. Putem acum indica metoda de proiectare pentru o sursă de înaltă tensiune obținută cu ajutorul înaltei frecvențe.

1. Presupunem date :

U_{c2} — tensiune alternativă înaltă dorită,

i_{s2} — curentul în sarcină.

2. Alegerea frecvenței de lucru f_0. Am arătat că frecvența pe care se acordă transformatorul de tensiune poate fi cuprinsă în gama 50—500 kHz. Dacă vom lucra pe o frecvență joasă (< 100 kHz) se observă că bobina L_2 va trebui să aibe o valoare mare, pentru a se acorda cu capacitățile parazite (care sînt de ordinul a 10—20 pF). Desigur nu merită luată în seamă soluția de a se pune o capacitate suplimentară în paralel cu circuitul secundar. Pentru a realiza o valoare mare pentru L_2 va fi necesar un bobinaj greoi, costisitor.

Pe de altă parte, lucrul pe o frecvență ridicată (> 500 kHz) ar face necesară o bobină L_2 de valoare mică. Aceasta ar necesita spire puține și în cazul cînd am dori o tensiune înaltă în secundar, ar necesita izolație foarte bună între spire și între straturi. Este necesar un compromis între aceste două posibilități. Menționăm că gama de frecvență optimă pentru a fi aleasă o considerăm între 150—250 kHz.

3. Presupunînd un anumit randament (circa 60—80%)*) se calculează puterea necesară pe care trebuie s-o debiteze tubul oscilator P.

4. Funcție de P, se alege un tub corespunzător. Se face o analiză aproximativă a funcționării tubului în clasă C obținînd tensiunea maximă U_1 cu care se poate ataca transformatorul acordat.

5. Se determină valoarea raportului $\frac{U_{c2}}{U_1}$.

6. Se alege $Q_1 = Q_2$ de o valoare cît mai mare (în sarcină $Q_1 = Q_2 = 10 \ldots 20$, deci, în gol $Q_1 = Q_2 = 100 \ldots 200$) și se determină valoarea factorului de cuplaj critic K_{cr}.

7. Se calculează coeficientul de cuplaj real necesar în ipoteza $K = 10 \ldots 20\ K_{cr}$.

8. Se calculează valoarea lui γ_{max} din (5) aflîndu-se frecvențele maximelor din curba de variație a curentului secundar.

9. Se calculează raportul $\frac{L_2}{L_1}$ din (9).

10. Funcție de frecvența de lucru și presupunînd o capacitate parazită care șuntează circuitul secundar (capacitatea distribuită proprie a bobinei, capacitatea firelor de conexiune, capacitatea tubului redresor) egală cu 10—20 pF, se determină valoarea lui L_2 iar apoi pe baza rezultatului obținut la punctul (9) valoarea necesară pentru L_1. Tot din frecvența de lucru se determină valoarea necesară pentru condensatorul de acord al circuitului primar.

In acest fel s-au calculat toate elementele importante necesare pentru realizarea constructivă a sursei de înaltă tensiune.

Dar o dată aflate valorile elementelor L_1, L_2 și a factorului de cuplaj K (deci a inductanței mutuale necesare M_{12}), rămîne de realizat sistemului fizic care să corespundă datelor impuse. Aceasta se poate face cu o destul de bună aproximație pe baza metodelor de proiectare a bobinelor cu miez de aer descrise, de exemplu, în [4] .

Pentru a completa punctul 2 din metoda de proiectare expusă, atragem atenția asupra unui lucru important, pierderile în bobine, în special în secundarul transformatorului.

Pierderile în această bobină sînt date de :

$$P_p = \frac{(U_{c2})^2}{R} \tag{12}$$

la rezonanța :

$$R = \frac{L_2}{r_{L_2 C_2}} \tag{13}$$

și deci :

$$P_p = \frac{r_{L_2 C_2}}{L_2} (U_{c2})^2 \tag{14}$$

în care :

L_2 este inductanța proprie a bobinei secundare,

r_{L_2} — rezistența proprie a bobinei secundare.

C_2 — capacitatea parazită care șuntează circuitul secundar.

Observăm că pentru a avea pierderi minime în bobina secundară este necesar :

a) C_2 să aibe o valoare cît mai mică și

b) raportul $\frac{L_2}{r_{L_2}}$ să fie cît mai mare.

Menționăm că pentru a realiza la o bobină de inductanță dată o capacitate minimă este necesar un bobinaj fagure, iar pentru a asigura un raport $\frac{L_2}{r_{L_2}}$ foarte mare, este necesar ca bobina să fie bobinată cu liță de înaltă frecvență.

La calculul puterii necesare a tubului oscilator va trebui să ținem seama și de pierderile în bobina secundară care pot atinge o valoare însemnată (cîțiva wați).

In sfîrșit, vom face cîteva observații asupra montajului de redresare cît și asupra precauțiilor ce trebuie luate la realizarea experimentală a unei astfel de surse de înaltă tensiune.

*) Se știe că la cuplajul critic are loc transferul maxim de putere din primar în secundar. In acest caz $\eta = 50\%$. Dacă valoarea factorului de cuplaj crește peste valoarea factorului de cuplaj critic, randamentul crește putînd atinge, teoretic, limita de 100%. Putem presupune, în general, ținînd seamă și de pierderile în bobine, un randament (în cazul $K \gg K_{cr}$) de $\eta = 60-80\%$.

Din analiza comportării transformatorului ridicător de tensiune, am văzut că pentru a asigura condiții de funcționare optime, factorii de calitate ai celor două circuite Q trebuie să aibe valori cît mai mari în sarcină. Este evident ca la o sarcină $\left(R_{sarc} = \frac{U_{c_2}}{I_{sarc}}\right)$ dată, întrebuințarea unuia sau a altuia din montajele de redresare, va influența factorul de calitate al circuitului secundar. Intr-adevăr un montaj de redresare monoalternanță, reflectă la intrarea lui o rezistență egală cu $R' = \frac{R_{sarc}}{2}$, în timp ce montajul de dublare a tensiunii (fig. 10) reflectă o rezistență $R'_{sarc} = \frac{R_{sarc}}{8}$. Rezultă că este convenabil ca la o tensiune secundară impusă și un curent dat să folosim un montaj de dublare a tensiunii deoarece acesta va modifica cel mai puțin factorul de calitate al circuitului secundar.

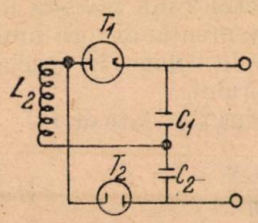


Fig. 10

In ceea ce privește realizarea constructivă a unei astfel de surse de tensiune înaltă continuă, putem spune că nu trebuie luate precauții exagerate. Se vor avea în vedere să se păstreze distanțe acceptabile între punctele din montaj aflate la potențial coborît și cele aflate la potențial înalt, să se evite la cablarea părții de tensiune înaltă îndoirea firelor de conexiuni în colțuri, sîrmă fără izolație etc., toate acestea ușurînd descărcările Corona care, evident, vor mări pierderile de putere. Recomandăm, de asemenea, ca transformatorul ridicător de tensiune să fie bobinat pe o carcasă din material izolant cît mai bun (polistiren, plexiglas, sau în caz de lipsa a acestor două, pertinax, de calitate bună).

In fig. 11 indicăm schema de construcție a unui transformator acordat ridicător de tensiune, iar în fig. 12 se arată schema completă a unei surse de înaltă tensiune obținută prin redresare din înaltă frecvență realizată în laboratoarele Institutului de Fizică al Academiei R.P.R.

In încheiere, atragem atenția asupra faptului că este bine să se folosească în montajul de redresare tuburi care necesită o putere de încălzire la filament foarte mică (sub, 0,5 W)

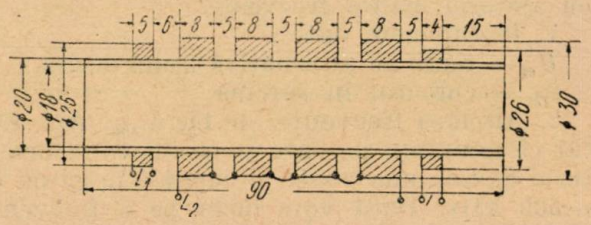


Fig. 11

L_1 = 150 sp.; L_2 = 1200 sp.; L_3 = 100 sp.: liță 19×0.015; bobinaj fagure.

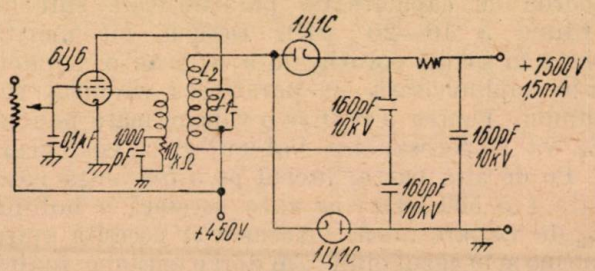


Fig. 12

cum sînt, de exemplu, redresorii sovietici 1 Ц, 1С. Aceasta va face posibil, fără a complica montajul, să se încălzească filamentele lămpilor în înaltă frecvență economisind, în felul acesta, transformatorii pentru tensiunea de filament care ar trebui să fie izolați la tensiune înaltă.

La montajul din fig. 12 tensiunea continuă redresată se poate varia în limite largi variind tensiunea de ecran a tubului oscilator.

Bibliografie

[1] *Schade O.*: RF. HV. CR. Supplies, PIRE, aprilie, 1943.
[2] *Bonci — Bruevici A. M.*: Primenenie elektronih lamp v experimentalnoe fizike, izdanie tretie, Moscova, 1955.
[3] *Craggs J.* și *Meek J.*: High voltage laboratory teçhnique, Londra, 1954.
[4] . . . : Manual de radiotehnică, sub redacția Ing. B.A. Smirenin, Ed. Energetică de Stat, 1954.

О ПРОЕКТИРОВАНИИ ИСТОЧНИКОВ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Резюме

В первой части работы исслеутется работа монтажа для получения высокого напряжения с помощью настроенного трансформатора повысителя напряжения. Указывается метод проектирования источников высокого напряжения с помощью высокой частоты, метод более строгий чем те указанные в литературе. В заключении указывается схема такого источника, осуществляемого в стране.

ÜBER DIE PROJEKTIERUNG DER HOCHSPANNUNGSQUELLEN MIT HILFE GLEICHGERICHTETER HOCHFREQUENZ

Zusammenfassung

Im ersten Teil der Arbeit wird die Wirkungsweise einer Schaltung für das Erzielen von Hochspannung mit Hilfe eines abgestimmten Aufwärtstransformators beschrieben. Dann wird eine Projektierungsmethode für Hochspannungsquellen mit Hilfe von Hochfrequenz dargestellt. Zum Schluss wird die Schaltung solcheiner, hier verwirklichten, Spannungsquelle beschrieben.

Calculul etajelor audio de putere cu triode lucrînd în clasa A

Ing. N. VÎLCOV

621.375.2.029.3 : 621.385.3

Se arată o metodă pentru calculul condițiilor de funcționare ale etajelor finale cu triode pornind de la ipoteza unor caracteristice statice parabolice de exponent 3/2. Se ilustrează metoda printr-un exemplu numeric.

Calculul etajului final dintr-un lanț de amplificare complex constă în alegerea unor condiții de funcționare pentru tubul electronic, care să asigure obținerea unei puteri utile maxime în sarcină, fără ca distorsiunile de neliniaritate să depășească o anumită valoare *). Acest calcul se face obișnuit grafic, în planul caracteristicilor statice anodice ($i_a - u_a$) ale tubului [1], pentru a ține seama de curbura lor, deoarece calculul analitic bazat pe caracteristice liniare se îndepărtează prea mult de realitate [2]. In cele ce urmează se caută să se extindă calculul analitic [3] în cazul caracteristicilor curbe. Prin aceasta se poate trece la o rezolvare directă și rapidă a funcționării optime a amplificatorului. Metoda se bazează pe cunoașterea unui singur punct de funcționare oarecare precum și a factorului de amplificare a tubului, date de obicei în cataloage.

Se pornește de la ipoteza unor caracteristice statice parabolice, reprezentate prin ecuația :

$$i_a = A\,(u_a + \mu\, u_g)^{\frac{3}{2}} \qquad (1)$$

în care :

i_a este valoarea curentului anodic ;

u_a — valoarea tensiunii anodice ;

u_g — valoarea tensiunii de grilă ;

A — perveanța triodei ;

μ — factorul de amplificare al triodei, considerat constant în tot planul caracteristicilor statice.

In cele ce vor urma, vom presupune că etajul final este realizat după schema din fig. 1, adică sarcina este cuplată prin transformator în circuitul anodic al tubului. In acest caz, tubul lucrează pe o rezistență de sarcină echivalentă :

$$R = R_s\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2. \qquad (2)$$

*) Valoarea factorului de distorsiune admisibil depinde de calitatea pe care i-o impune amplificatorului domeniul în care este utilizat (receptori, emițători, radioficare etc.).

Cînd se aplică la intrare semnalul e, punctul de funcționare descrie în planul caracteristicilor statice ale tubului o dreaptă înclinată față de verticală la un unghi : $\alpha = \text{arc tg } R$ și trecînd prin punctul de funcționare de repaus (fără semnal aplicat) M_0 (fig. 2)*). Pentru ca tubul să absoarbă o putere cît mai mică de la sursa

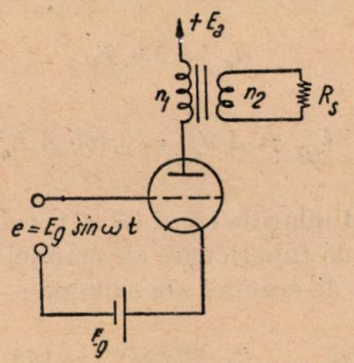


Fig. 1

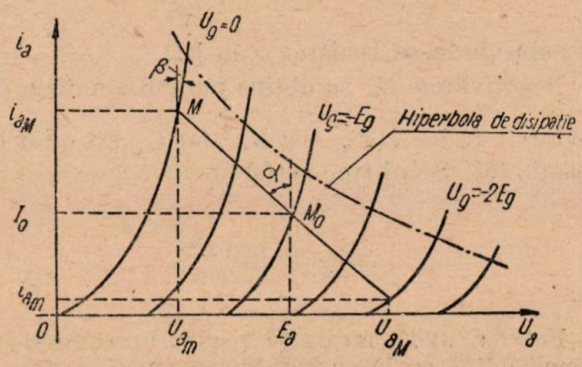


Fig. 2

de tensiune anodică, funcționînd totuși în clasă A, se alege :

$$I_0 = \frac{1}{2}\, i_{a_M} \qquad (3)$$

*) Extremitățile acestei drepte — denumite caracteristică dinamică — se sprijină pe caracteristicile statice $u_g = 0$ și $u_g = -2E_g$.

prin fixarea corespunzătoare a negativării E_g. Se demonstrează analitic [3], că pentru a obține putere utilă maximă în sarcină, valoarea acesteia (în cazul nostru valoarea rezistenței reflectate R) trebuie aleasă egală cu de două ori valoarea rezistenței interne a tubului*), la vîrful caracteristicii dinamice (punctul M) :

$$R = 2 \frac{1}{\left(\frac{di_a}{du_a}\right)_M} \cdot \tag{4}$$

Punînd condițiile (3) și (4) în sistemul de ecuații format din ecuația tubului și ecuația caracteristicii dinamice, se pot obține imediat coordonatele vîrfului M al caracteristicii dinamice :

$$u_{a_m} = 0{,}6\ E_a \tag{5}$$

$$i_{a_M} = A\, u_{a_m}^{\frac{3}{2}} = 0{,}465\ A\, E_a^{\frac{3}{2}}. \tag{6}$$

Folosind relațiile (5) și (6) se pot deduce ușor condițiile de funcționare ale etajului. Rezistența optimă de sarcină are expresia :

$$R = \frac{E_a - u_{a_m}}{\frac{1}{2} i_{a_M}} = \frac{E_a - 0{,}6\ E_a}{\frac{1}{2} 0{,}465\ A\, E_a^{\frac{3}{2}}} = \frac{1{,}72}{A \sqrt{E_a}} \tag{7}$$

în care A și E_a se introduc în $\frac{mA}{V^{\frac{3}{2}}}$ respectiv în V, obținîndu-se rezistența în $k\Omega$.

Negativarea E_g se obține punînd condiția (3) în care : $I_0 = A(E_a' - \mu E_g)^{\frac{3}{2}}$ iar i_{a_M} este dat de relația (6). Se obține astfel :

$$E_g = 0{,}623 \frac{E_a}{\mu}. \tag{8}$$

Puterea utilă realizată pentru un semnal de amplitudine egală cu negativarea, va fi :

$$P_u = \frac{1}{2} (E_a' - u_{a_m}) \frac{1}{2} i_{a_M} =$$

$$= \frac{1}{2} (E_a - 0{,}6\ E_a) \frac{1}{2}\ 0{,}465\ A\, E_a^{\frac{3}{2}} = 0{,}0465 A E_a^{\frac{5}{2}} \tag{9}$$

*) Demonstrația nu presupune legea $\frac{3}{2}$ pentru caracteristicile tubului, așa încît este valabilă și pentru pentode.

Pentru a introduce mărimile A și E_a în unitățile de mai sus $\left(\frac{mA}{V^{\frac{3}{2}}},\ V\right)$ și a obține totuși puterea în W, vom folosi relația :

$$P_u = 4{,}65 \cdot 10^{-5}\ A\, E_a^{\frac{5}{2}}. \tag{9'}$$

Prin urmare, folosind relațiile (7), (8) și (9') putem calcula condițiile optime de funcționare ale etajului (negativare, sarcină optimă), cînd ne-am ales tubul (A, μ) și tensiunea de alimentare anodică E_a. Se poate însă întîmpla, ca pentru tensiunea de alimentare anodică aleasă, punctul de funcționare de repaus (M_0) corespunzător negativării date de (8), să se situeze deasupra hiperbolei de disipație și deci puterea disipată de tub în repaus să depășească cifra admisă de catalog : $E_a I_0 > P_{d_M}$. In acest caz, va trebui să micșorăm curentul anodic de repaus, pînă ce punctul de funcționare va ajunge pe hiperbola de disipație și să rotim dreapta de sarcină, pînă cînd ordonata punctului M situat pe caracteristica $u_g = 0$ va deveni egală cu dublul curentului anodic de repaus.

Tensiunea anodică maximă, pentru care utilizarea relației (8) nu ne conduce la depășirea puterii disipate admise de către tub, se poate determina din relația :

$$P_{d_M} = E_{a_M} I_0 = E_{a_M} \frac{1}{2} i_{aM} =$$

$$= E_{a_M} \frac{1}{2}\ 0{,}465\ A\, E_{aM}^{\frac{3}{2}} \tag{10}$$

de unde :

$$E_{a_M} = 28{,}5 \left(\frac{P_{d_M}}{A}\right)^{\frac{2}{5}}. \tag{10'}$$

Pentru tensiuni anodice mai mari decît valoarea care satisface expresia (10'), relațiile stabilite anterior nu vor mai putea fi folosite și se impune găsirea unor alte relații, pe baza considerentelor arătate principial mai înainte.

După cum vom vedea, aceste noi relații se simplifică simțitor prin introducerea unui parametru m definit astfel :

$$m = \sqrt[3]{\frac{P_{d_M}^2}{A^2 E_a^5}} \times 100. \tag{11}$$

Pentru $E_a = E_{a_M}$, definit la (10'), parametrul m ia valoarea particulară : $m_M = 0{,}377$.

Să trecem la stabilirea relațiilor pe care le vom utiliza în cazul $E_a > E_{a_M}$. Coordonatele vîrfului caracteristicii dinamice (punctul M) vor fi date de :

$$i_{a_M} = 2\,I_0 = 2\,\frac{P_{d_M}}{E_a} \tag{12}$$

$$u_{a_m} = \left(\frac{i_{a_M}}{A}\right)^{\frac{2}{3}} = \left(\frac{2\,P_{d_M}}{A\,E_a}\right)^{\frac{2}{3}} = 1{,}6\,m\,E_a. \tag{13}$$

Se observă, că pentru valoarea limită $m_M = 0{,}377$ relațiile (12) și (13) coincid cu relațiile (5) și (6). Mergînd pe aceeași cale, pe care am dedus relațiile (7), (8) și (9), dar folosind de astădată nu relațiile (5) și (6) ci (12) și (13), putem stabili condițiile de funcționare ale etajului de putere :

$$R = \frac{E_a - u_{a_m}}{\frac{1}{2}\,i_{a_M}} = \frac{E_a - 1{,}6\,m\,E_a}{\frac{P_{d_M}}{E_a}} = \frac{E_a^2}{P_{d_M}}\,[1 - 1{,}6\,m] \tag{14}$$

$$E_g = (1 - m)\,\frac{E_a}{\mu} \tag{15}$$

$$P_u = \frac{1}{2}\,R\left(\frac{i_{a_M}}{2}\right)^2 = \frac{1}{2}\,\frac{E_a^2}{P_{d_M}}(1 - 1{,}6\,m)\,\frac{P_{d_M}^2}{E_a^2} =$$

$$= P_{d_M}\,\frac{1 - 1{,}6\,m}{2}. \tag{16}$$

Să rezumăm metodica executării calculului unui etaj de putere cu triodă. Etapele calculului sînt următoarele :

a) *Alegerea tubului.* Se alege din catalog un tub, corespunzător puterii utile pe care vrem să o obținem în sarcină. O dată tubul ales, se extrag din catalog valorile P_{d_M} și μ, precum și un punct de funcționare oarecare (u_{a_0}, u_{g_0}, i_{a_0}). Folosind acest punct de funcționare, se determină perveanța tubului din relația :

$$A = \frac{i_{a_0}}{(u_{a_0} + \mu u_{g_0})^{\frac{3}{2}}}. \tag{17}$$

In cazul în care folosim o pentodă (sau o tetrodă cu fascicul dirijat) legată ca triodă (cu ecranul la anod), este necesar să avem planul caracteristicilor statice ale pentodei. Factorul de amplificare al tubului, legat ca triodă, este :

$$\mu = -\frac{u_{g_2}}{u_{g_t}} \tag{18}$$

în care u_{g_2} este tensiunea de ecran pentru care s-a ridicat planul respectiv de caracteristici, iar u_{g_t} tensiunea de grilă la care se taie curentul anodic. Pentru determinarea perveanței triodei, se ia un punct de funcționare al pentodei, în care tensiunea anodică să fie egală cu tensiunea de ecran u_{g_2} și se citește în plus, înafara curentului anodic și a tensiunii de grilă și curentul de ecran i_{g_2}. Se folosește apoi relația :

$$A = \frac{i_{a_0} + i_{g_2}}{(u_{g_2} + \mu u_{g_0})^{\frac{3}{2}}}. \tag{17'}$$

In ce privește puterea maximă disipată de tub, legat ca triodă, aceasta se poate considera egală cu suma puterilor maxime pe care le disipa în anod și ecran tubul, cînd funcționa ca pentodă.

b) Alegerea tensiunii de alimentare anodică. In general, pentru amplificatorii de mică putere, tensiunea de alimentare anodică a etajului final va fi aceeași care alimentează restul schemei și ea se situează, de obicei, între 150—300 V ; la tuburile mari E_a este indicat de catalog. O bună utilizare a tubului se realizează pentru tensiuni de alimentare anodică, situate în imediata apropiere a valorii E_{a_M} date de relația (10').

c) *Determinarea condițiilor de funcționare ale etajului.* Dacă tensiunea de alimentare anodică este mai mică decît E_{a_M}, folosind relațiile (7) și (8), se determină sarcina optimă și negativarea etajului și apoi se verifică cu ajutorul relației (9') puterea utilă obținută în aceste condiții. Dacă tensiunea de alimentare anodică este mai mare decît E_{a_M}, se determină întîi valoarea parametrului m din (11), cu ajutorul căruia se află apoi condițiile de funcționare din relațiile (14), (15) și (16). Relațiile (11), (14), (15) și (16) sînt scrise în sistemul de unități practic neraționalizat, exceptînd perveanța care trebuie introdusă în $\frac{mA}{V^{\frac{3}{2}}}$.

Dezavantajul acestei metode de calcul constă, aparent, în faptul că nu se calculează factorul de distorsiune. In realitate, se poate arăta [3], că în etajele finale calculate după metoda expusă mai sus, factorul de distorsiune nu depășește în practică cifra de 5%.

Aplicație. Să arătăm în încheiere un exemplu de calcul al unui etaj final pentru un receptor, care să dea o putere de 2,5 W într-un difuzor, având rezistența dinamică de 3,5 Ω. Tensiunea de alimentare anodică a tuburilor receptorului : $E_a = 300$ V.

a) Se alege tetroda cu fascicul dirijat 6 π 6C (6V6), legînd-o ca triodă. In planul caracteristicilor statice ale tetrodei, ridicate la o tensiune de ecran $u_{g_2} = 250$ V, curentul anodic se taie pentru o negativare $u_{g_1} \sim -25$ V. Factorul de amplificare al tubului, legat ca triodă, va fi :

$$\mu = -\frac{250}{-25} = 10.$$

Punctul de funcționare, dat în catalogul de tuburi, este următorul :

$$u_{a_0} = 250 \text{ V}, \quad u_{g_2} = 250 \text{ V}, \quad u_{g_0} = -12{,}5 \text{ V},$$
$$i_{a_0} = 45 \text{ mA}, \quad i_{g_2} = 7{,}5 \text{ mA}.$$

Perveanța tubului, legat ca triodă, este deci :

$$A = \frac{45 + 7{,}5}{(250 - 10 \cdot 12{,}5)^{\frac{3}{2}}} = 0{,}0375 \ \frac{mA}{V^{\frac{3}{2}}}.$$

Tubul disipă în anod 13,2 W și în ecran 2,2 W. Prin urmare :

$$P_{d_M} = 13{,}2 + 2{,}2 = 15{,}4 \text{ W}.$$

b) Calculăm din relația (10′) valoarea tensiunii E_{a_M} :

$$E_{a_M} = 28{,}5 \left(\frac{15{,}4}{0{,}0375}\right)^{\frac{2}{5}} = 315 \text{ V}.$$

c) Deoarece $E_a < E_{a_M}$, se vor utiliza relațiile (7), (8) și (9′). Valoarea optimă a sarcinii anodice :

$$R = \frac{1{,}72}{0{,}0375 \sqrt{300}} = 2{,}6 \text{ k}\Omega.$$

Este necesar, deci, un raport de transformare :

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R}{R_s}} = \sqrt{\frac{2\,600}{3{,}5}} = 27{,}3.$$

Negativarea tubului final :

$$E_g = 0{,}623 \frac{300}{10} = 18{,}7 \text{ V}.$$

In aceste condiții de funcționare, se obține o putere utilă :

$$P_u = 4{,}65 \cdot 10^{-5} \, 0{,}0375 \, (300)^{\frac{5}{2}} = 2{,}72 \text{ W}.$$

Metoda expusă mai sus prezintă, față de metoda liniarizării caracteristicilor, o încadrare mai exactă a fenomenului fizic, având ca rezultat o mai bună verificare a rezultatelor experimentale. Totodată, metoda prezintă marele avantaj, că nu necesită caracteristicile statice ale tubului, reușind, pe cale pur analitică, să ofere rezultate în concordanță cu practica.

Bibliografie

[1] *Reich H. J.* : Theory and Application of Electron Tubes, Mac Graw Hill Book Company, New York, 1944.
[2] *Rizkin A. A.* : Osnovî teorii usilitelnîh shem, Sovetskoe radio, Moscova, 1954.
[3] *Tănăsescu T.* : Comunicările Academiei R.P.R., tomul III. nr. 1—2, București, 1953.

★

РАСЧЕТ ЗВУКОВЫХ КАСКАДОВ МОЩНОСТИ С ТРИОДАМИ РАБОТАЮЩИЕ В КЛАСС А

Резюме

Показывается метод для расчета условий работы конечных каскадов с триодами начиная с предположением статических параболических характеристик степени $^3/_2$. Метод иллюстрируется численным примером.

★

DIE BERECHNUNG DER LEISTUNGSENDSTUFEN MIT TRIODEN IN A-SCHALTUNG

Zusammenfassung

Es wird eine Methode für die Berechnung der Betriebsbedingungen der Endstufen mit Trioden beschrieben, von der Voraussetzung statisch parabolischer Kennlinien mit dem Exponenten 3/2 ausgehend. Die Methode wird durch ein Berechnungsbeispiel illustriert.

Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor (II)

Prof. ing. Chr. VAZACA și *ing. Gh. R. IANCULESCU*

621 – 526

Se expune mai întîi problema generală a sintezei servomecanismelor, după care se tratează două metode fundamentale de sinteză: metoda locului rădăcinilor și metoda configurației zerourilor și polurilor. Se tratează apoi problema sintezei elementelor corectoare sub forma unor rețele RC simple, separate prin amplificatori electronici. In concluzii se semnalează unele aspecte importante în proiectarea servomecanismelor.

În partea întîia a articolului [1] s-au tratat metodele prin care se poate descrie comportarea unui servomecanism, arătîndu-se că răspunsul acestuia X_e la un semnal oarecare X_i aplicat la intrare se poate calcula dacă se cunoaște funcția de transfer a sistemului cu ciclu închis $\frac{X_e(s)}{X_i(s)}$, sau funcția pondere a sistemului

$$P(t) = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{X_e}{X_i}(s)\right].$$

În acest fel, problema proiectării unui servomecanism cuprinde două etape și poate fi formulată în modul următor:

— Fiind dat semnalul de la intrare $X_i(t)$ precum și semnalul de la ieșire $X_e(t)$, se cere să se determine caracterizarea matematică a sistemului (funcția de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$, sau funcția pondere $P(t)$.

— Pe baza caracterizării matematice stabilite, se cere să se determine forma fizică de realizare.

În ceea ce privește prima etapă, specificarea semnalului de la ieșire $X_e(t)$ corespunzător unui anumit semnal aplicat la intrare, trebuie să se țină seama că o reproducere exactă a semnalului de la intrare la ieșire nu este posibilă, nefiind fizic realizabilă. De aceea această specificare se face în funcție de anumite cerințe de performanță impuse servomecanismului, care stabilesc gradul de exactitate în reproducerea intrării la ieșire, fie în funcție de caracteristicile răspunsului tranzitoriu, fie în funcție de cele ale răspunsului sinusoidal.

Modul de specificare al performanțelor a fost deja discutat [1]. În acest fel, problema proiectării unui servomecanism mai poate fi formulată în modul următor:

Fiind date caracteristicile de performanță ale unui servomecanism, specific unei anumite aplicații, se cere să se găsească funcția pondere sau funcția de transfer a servomecanismului, care să asigure îndeplinirea acestor performanțe.

Pentru rezolvarea problemei generale a proiectării unui servomecanism, s-au dezvoltat o serie de metode de sinteză [2—10]. Această dezvoltare s-a făcut în două mari direcții, și anume:

Metodele de sinteză în domeniul frecvențelor și metodele de sinteză în domeniul timpului, după cum ieșirea dorită se formulează pe baza răspunsului la frecvență, respectiv pe baza răspunsului în timp. În primul caz se obține funcția de transfer a sistemului, iar în cel de-al doilea, funcția pondere sau funcția de transfer a sistemului. Cele mai multe metode s-au dezvoltat pe baza conceptelor răspunsului la frecvență, deoarece folosirea răspunsului tranzitoriu în problema sintezei ridică dificultăți matematice, mai ales în cazurile în care ecuația caracteristică a servomecanismului este de un grad mai înalt, deși în cele mai multe cazuri performanțele se specifică în legătură cu răspunsul tranzitoriu.

Din această cauză rezultă necesitatea cunoașterii unor legături între răspunsul în timp și răspunsul la frecvență, pentru a se putea transpune în domeniul frecvențelor performanțele din domeniul timpului. S-au dezvoltat în acest fel metode pentru deducerea răspunsului tranzitoriu din răspunsul la frecvență al servomecanismului [1,2,5,6,9], precum și metode pentru deducerea răspunsului la frecvență din răspunsul tranzitoriu [9].

În ultimul timp s-au dezvoltat o serie de metode de sinteză care permit un control simultan atît asupra performanțelor în domeniul timpului, cît și din domeniul frecvențelor [7—10].

Folosirea acestor metode de sinteză permite astfel să se poată face sinteza servomecanismului față de o anumită specificare a performanțelor, fără a mai fi necesară folosirea legăturilor între răspunsul la frecvență și răspunsul în timp, decît pentru a interpreta unele rezultate. În acest fel se rezolvă marile dificultăți care au fost prezentate de către sinteza sistemului direct pe baza răspunsului tranzitoriu.

În cadrul articolului se vor expune principiile fundamentale ale acestor metode de sinteză, după care se va discuta problema ridicată în cea de-a doua etapă de proiectare, anume determinarea formei fizice de realizare a servomecanismului pe baza caracterizării sale matematice.

Întrucît pentru controlul caracteristicilor răspunsului tranzitoriu, metodele de sinteză ce se vor expune se bazează pe efectul localizării polurilor și zerourilor funcției de transfer a sistemului închis asupra răspunsului tranzitoriu

al sistemului, se va expune mai întîi această problemă de importanţă generală.

1. **Răspunsul tranzitoriu al unui servomecanism în funcţie de zerourile şi polurile funcţiei sale de transfer.** Pentru un anumit servomecanism, a cărui schemă bloc se indică în fig. 1, funcţia generală de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$ este :

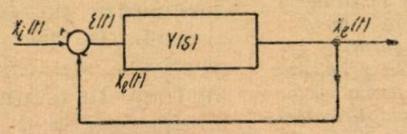


Fig. 1. Schema bloc a unui servomecanism cu o singură buclă.

$$\frac{X_e}{X_i}(s) = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)}, \qquad (1)$$

în care $Y(s)$ este funcţia de transfer a sistemului deschis.

Întrucît $Y(s)$ este o funcţie raţională de s, cu coeficienţi reali, de forma :

$$Y(s) = \frac{p(s)}{q(s)}, \qquad (2)$$

se obţine şi pentru $\frac{X_e}{X_i}(s)$ tot o funcţie raţională de s, care sub formă factorizată, are expresia :

$$\frac{X_e}{X_i}(s) = K\,\frac{(s+z_1)(s+z_2)\ldots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\ldots(s+p_n)} = K\,\frac{A(s)}{B(s)}, \qquad (3)$$

în care $m < n$, iar z_j şi p_j sînt complex conjugate sau reale, cu $\mathrm{Re}\ p_j > o$ pentru sistemele stabile.

În cazul în care la intrarea servomecanismului se aplică la $t = o$ un semnal funcţie treaptă unitate

$$X_i(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases} \text{ adică, } X_i(s) = \frac{1}{s},$$

se obţine :

$$X_e(s) = K\,\frac{(s+z_1)(s+z_2)\ldots(s+z_m)}{s(s+p_1)(s+p_2)\ldots(s+p_n)}.$$

Presupunînd toate condiţiile iniţiale (pentru $t = o$) nule se obţine răspunsul în timp corespunzător $X_e(t) = \mathcal{L}^{-1} X_e(s)$ sub forma :

$$X_e(t) = K\frac{A(o)}{B(o)} + \sum_{k=1}^{n} \frac{KA(-p_k)}{(-p_k)B'(-p_k)}\,\mathcal{E}^{-p_k t}. \qquad (5)$$

Combinîndu-se polurile complex conjugate două cîte două, se obţine :

$$X_e(t) = K\frac{A(o)}{B(o)} + \sum_{p_k\ \mathrm{real}} \frac{KA(-p_k)}{(-p_k)B'(-p_k)}\mathcal{E}^{-p_k t} + \sum_{p_k\ \mathrm{complex}} \left|\frac{KA(-p_k)}{(-p_k)B'(-p_k)}\right| \mathcal{E}^{\sigma_k t}\cos[\omega_k t + \arg A(-p_k) - \arg(-p_k) - \arg B'(-p_k)] \qquad (5')$$

în care s-a pus :

$$p_k = -\sigma_k + j\omega_k;\ p_k^* = -\sigma_k - j\omega_k. \qquad (6)$$

Deci, răspunsul la ieşire se compune dintr-un termen constant, de obicei egal cu unitatea, dintr-o sumă de termeni datoraţi polurilor simple reale şi dintr-o sumă de termeni datoraţi polurilor complex conjugate.

În sinteza servomecanismelor joacă un rol foarte important un anumit tip de configuraţie specială a zerourilor şi polurilor. În acest tip de configuraţie, toate zerourile sînt reale, iar dintre poluri se distinge o pereche de poluri complex conjugate la o anumită distanţă de axa $j\,\omega$, iar celelalte poluri dacă sînt complex conjugate, sînt foarte distanţate în semiplanul stîng şi faţă de prima pereche de poluri, iar dacă sînt reale sînt sau foarte distanţate în semiplanul stîng, sau sînt localizate în apropierea cîte unui zerou (fig. 2), astfel încît contribuţia tuturor celorlalte poluri în ecuaţia (5′) înafară de prima pereche, rezultă neglijabilă. Din acest motiv, prima pereche de poluri se numeşte pereche de poluri dominantă sau de

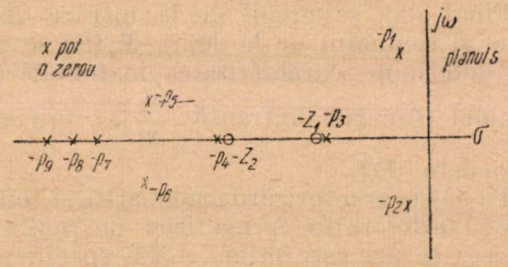


Fig. 2. Exemple de configuraţie tipică a zeroruilor şi polurilor, utilizată în sinteza servomecanismelor.

control, avînd efectul cel mai important asupra răspunsului în timp.

În cazul unei astfel de configuraţii, ecuaţia (5′) capătă forma simplă aproximativă :

$$X_e(t) = K\frac{A(o)}{B(o)} + 2\left|\frac{KA(-p_1)}{(-p_1)B'(-p_1)}\right| \mathcal{E}^{-\sigma_1 t}\cos[\omega_1 t + \arg A(-p_1) - \arg(-p_1) - \arg B'(-p_1)], \qquad (7)$$

în care

$$-p_1 = -\sigma_1 + j\,\omega_1 \text{ şi } -p_2 = -\sigma_1 - j\,\omega_1$$

reprezintă polurile dominante.

Momentul la care se produce depăşirea maximă în răspunsul $X_e(t)$ se deduce din relaţia $\frac{dX_e(t)}{dt} = 0$, obţinîndu-se :

$$T_m = \frac{1}{\omega_1}\left[\frac{\pi}{2} - \arg A(-p_1) + \arg B'(-p_1)\right]. \qquad (8)$$

iar mărimea depășirii maxime corespunzătoare este :

$$M = \frac{2\omega_1}{\sigma_1+\omega_1}\left|\frac{KA(-p_1)}{B'(-p_1)}\right| \mathcal{E}^{-\sigma_1 Tm}. \qquad (9)$$

Pentru a se evalua exactitatea aproximației făcute se consideră un termen al răspunsului în timp din ecuația (5′) datorat unui pol real, de forma $D\mathcal{E}^{-p_3 t}$. Acest termen se reduce la 5% din valoarea sa inițială, la momentul $t_{5\%} = \frac{3}{p_3}$.

Dacă $T_m \geqslant \frac{3}{p_3}$, adică

$$p_3 \geqslant \frac{3}{T_m} \qquad (10)$$

atunci efectul termenului considerat este mic, chiar dacă coeficientul D este suficient de mare. Astfel ecuația (10) indică valoarea minimă a polului real dincolo de care aproximația prin termenul dominant este bună.

Ecuația (10) se aplică și unui pol complex, în care în locul lui p_3 intervine însă $-\mathrm{Re}(p_3)$.

În cazul în care un anumit termen trebuie să fie considerat la calculul depășirii maxime, se evaluează mărimea acestui termen din ecuația (5′) la momentul T_m și se adaugă la expresia din ecuația (9) ca o a doua aproximație.

Cu ajutorul ecuațiilor stabilite, se poate determina pentru un anumit tip de răspuns tranzitoriu dat, configurația corespunzătoare a zerourilor și polurilor funcției de transfer a sistemului închis. Răspunsul în timp poate fi specificat prin următoarele patru mărimi :

a) timpul de răspuns Tr (timpul pentru care răspunsul diferă cu 2% față de valoarea sa finală) ;

b) numărul de oscilații N pînă la momentul Tr ;

c) timpul Tm corespunzător producerii depășirii maxime ;

d) mărimea M a depășirii maxime.

Exprimîndu-se perechea de poluri dominante sub forma :

$$-p_{1,2} = -\sigma_1 \pm j\omega_1 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$$

se deduce :

$$Tr = \frac{4}{\sigma_1} = \frac{4}{\zeta\,\omega_n} \qquad (11)$$

$$N = \frac{\text{timpul de răspuns}}{\text{perioada oscilației amortizate}} = \frac{2}{\pi}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \qquad (12)$$

$$T_m = \left[\frac{\pi}{2} - \arg A(-p_1) + \arg B'(-p_1)\right] =$$

$$= \frac{1}{\omega_1}\left[\frac{\pi}{2} - (\text{suma unghiurilor de la zerouri la polul dominant } (-p_1)) + (\text{suma unghiurilor de la celelalte poluri la polul dominant } (-p_1))\right]. \qquad (13)$$

Expresia depășirii maxime M dată de ecuația (9) poate fi scrisă sub o formă în care se pun în evidență rapoarte între diferite produse de distanțe referitor la localizarea zerourilor și polurilor funcției de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$.

$$M = \frac{2\omega_1}{\sigma_1+\omega_1}\left|\frac{KA(-p_1)}{B'(-p_1)}\right| \mathcal{E}^{-\sigma_1 Tm} =$$

$$= \frac{\text{produsul distanțelor de la origine la toate polurile, exceptînd perechea dominantă}}{\text{produsul distanțelor de la toate polurile la polul dominant } -\sigma_1 + j\omega_1\text{, exceptînd distanța dintre cele două poluri dominante}} \times$$

$$\times \frac{\text{produsul distanțelor de la zerouri la polul dominant } -\sigma_1 + j\omega_1}{\text{produsul distanțelor de la origine la zerouri}} \times \mathcal{E}^{-\sigma_1 Tm} \qquad (14)$$

în cazul în care $K = \frac{B(o)}{A(o)}$, care corespunde situației obișnuite.

Se observă că, cu cît Tm este mai mic, cu atît M rezultă mai mare, ceea ce face necesar stabilirea unui compromis între aceste două mărimi.

Ținînd seama de ecuația (13) care exprimă pe Tm, precum și de relația $\frac{\sigma_1}{\omega_1} = \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}$, rezultă că cu cît ζ este mai mic, cu atît depășirea maximă M este mai mare.

Din expresia (14) a depășirii maxime rezultă că mărimea acesteia nu depinde decît de localizarea relativă a zerourilor și polurilor funcției de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$, fiind foarte puțin influențată de polurile care sînt foarte îndepărtate de polurile dominante, sau de către cele situate în apropierea zerourilor funcției $\frac{X_e}{X_i}(s)$. Pe baza acestor relații s-au construit nomograme de depășire maximă constantă, care permit să se stabilească localizarea zerourilor și polurilor corespunzătoare unei anumite mărimi a depășirii maxime [11, 12].

În concluzie, relațiile expuse permit deducerea răspunsului tranzitoriu la o funcție treaptă a unui servomecanism din cunoașterea localizării zerourilor și polurilor funcției sale de transfer, dar și reciproc permit stabilirea unei configurații a zerourilor și polurilor în concordanță cu un anumit răspuns în timp ale cărui caracteristici esențiale se specifică.

2. Metoda locului rădăcinilor

Definirea locului rădăcinilor. Metoda de sinteză a locului rădăcinilor se bazează pe legătura între zerourile și polurile funcției de transfer a sistemului cu ciclu închis și zerourile și polurile funcției de transfer a sistemului cu ciclu deschis. După stabilirea acestei legături

pentru o anumită configurație a sistemului, se ajustează polurile, zerourile și factorul de cîștig multiplicativ al funcției de transfer a sistemului cu ciclu deschis, astfel încît să rezulte frecvențe critice satisfăcătoare pentru funcția de transfer a sistemului cu ciclu închis, în concordanță cu specificarea performanțelor (prin frecvențe critice se înțeleg zerourile și polurile).

Considerînd servomecanismul din fig. 1 pentru care funcția $Y(s)$ este o funcție rațională de s de forma

$$Y(s) = \frac{p(s)}{q(s)}, \qquad (15)$$

se obține funcția de transfer a sistemului închis sub forma :

$$\frac{X_e}{X_i}(s) = \frac{p(s)}{p(s)+q(s)}. \qquad (16)$$

Pentru a găsi expresia generală a răspunsului tranzitoriu la o funcție treaptă dată prin ecuația (5), este necesar să se evalueze rădăcinile ecuației algebrice

$$p(s) + q(s) = 0 \qquad (17)$$

care se mai scrie sub forma

$$\frac{p(s)}{q(s)} = Y(s) = -1. \qquad (18)$$

Pentru necesitățile de proiectare, este potrivit ca să se interpreteze efectul parametrilor sistemului asupra localizării acestor rădăcini. Rezolvarea acestei probleme prezintă dificultăți algebrice serioase în cazul în care ecuația este de ordin superior lui IV, și chiar pînă la acest ordin, folosirea nomogramelor indicate în literatură este destul de greu de mînuit. Metoda locului rădăcinilor, elaborată pentru a îndepărta această dificultate, constituie un procedeu grafic pentru determinarea zerourilor polinomului $p(s) + q(s)$, din zerourile polinoamelor separate $p(s)$ și $q(s)$. La o modificare a unui parametru al sistemului, se determină schimbarea corespunzătoare a zerourilor lui $p(s)$ și $q(s)$, și apoi se cercetează, prin metoda locului rădăcinilor, schimbarea corespunzătoare în localizarea zerourilor lui $p(s) + q(s)$. Locul rădăcinilor se definește ca fiind locul geometric în planul s al tuturor punctelor pentru care

$$\arg Y(s) = 180° + n\ 360° \qquad (19)$$

în care n este un număr întreg sau zero.

Se mai poate defini locul rădăcinilor ca drumul descris de către polurile sistemului închis, atunci cînd cîștigul buclei deschise K variază de la 0 la $+\infty$.

În acest fel, orice punct s al locului rădăcinilor, reprezintă o rădăcină a ecuației $1 + Y(s) = 0$, deci un pol al sistemului închis, corespunzînd unei anumite valori a cîștigului buclei deschise : $K_1 = \frac{1}{|Y_1(s_1)|}$ (s-a introdus funcția $Y_1(s) = \frac{Y(s)}{K}$, K fiind cîștigul buclei deschise).

Metode de construcție a locului rădăcinilor. In primul rînd, se poate folosi o metodă grafico-analitică pentru obținerea locului rădăcinilor, bazată pe însăși definiția acestui loc. Intr-un punct oarecare al planului s, mărimea $\arg Y(s)$ este determinată de către contribuția unghiurilor date de diferitele zerouri și poluri ale funcției $Y(s)$. Astfel, pentru funcția

$$Y(s) = K \frac{(s + z_1)(s + z_2)}{s(s + p_2)(s + p_3)(s + p_4)}$$

care reprezintă o expresie tipică pentru servomecanisme, se obține valoarea mărimii $Y(s_1)$,

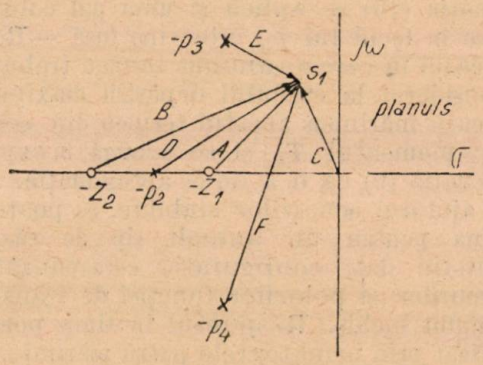


Fig. 3. Interpretarea grafică a mărimii $Y(s_1)$.

sub forma unui raport de vectori în planul s (fig. 3)

$$Y(s_1) = K \frac{(s_1 + z_1)(s_1 + z_2)}{s_1(s_1 + p_2)(s_1 + p_3)(s_1 + p_4)} = K \frac{\overline{A}\ \overline{B}}{\overline{C}\ \overline{D}\ \overline{E}\ \overline{F}}.$$

Rezultă în acest fel expresia :

$$\arg Y(s_1) = |\overline{A} + |\overline{B} - |\overline{C} - |\overline{D} - |\overline{E} - |\overline{F}.$$

Se poate, deci, defini în general, utilizînd această interpretare, drept loc al rădăcinilor, locul tuturor punctelor s_i care satisfac relația :

$$\Sigma\ |\underline{\text{vector de la un zerou la } s_i} - \Sigma\ |\underline{\text{vector de la un pol la } s_i} = 180° + n\ 360°. \qquad (20)$$

Folosind această relație, se pot determina, prin aproximații grafice succesive, cîteva puncte s_i ale locului rădăcinilor, pe baza cărora se poate schița apoi forma generală a locului.

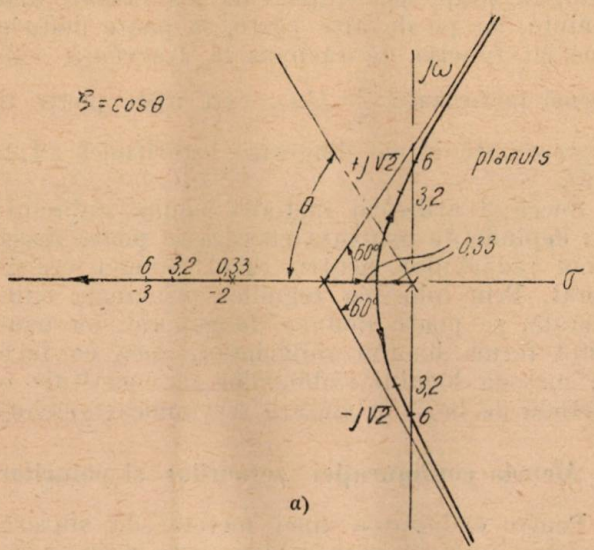
Construcția locului rădăcinilor este mult ușurată de folosirea unor relații generale.

Se vor enumera cele mai importante dintre acestea :

1. Locul rădăcinilor pornește din polurile funcției Y (s), aceste puncte corespunzînd valorii $K = 0$.

2. Locul rădăcinilor se termină pe unul din zerourile funcției $Y(s)$, aceste puncte corespunzînd la $K = \infty$.

3. Numărul locurilor rădăcinilor separate, corespunzînd unei funcții $Y(s)$, este egal cu numărul



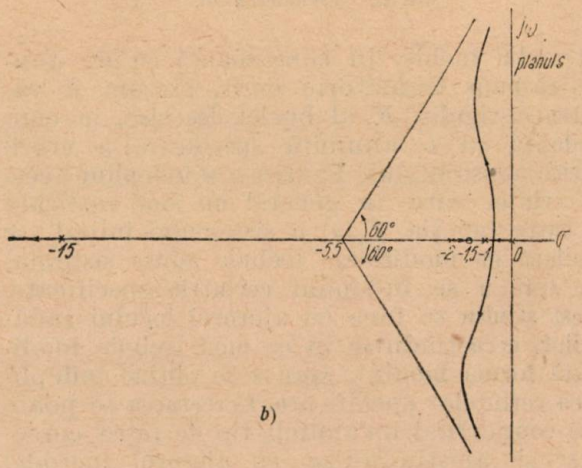


Fig. 4. Locul corespunzător funcției :

a) $Y_2(s) = \frac{K_2}{s(s+1)(s+2)}$; b) $Y(s) = \frac{K(s+1,5)}{s(s+1)(s+2)(s+15)}$.

polurilor lui $Y(s)$, atunci cînd se includ și frecvențele critice de la infinit, iar frecvențele critice multiple se contează cu ordinul lor de multiplicitate(se presupune grad $p(s) \leqslant$ grad $q(s)$.

4. Porțiunile complexe ale locului rădăcinilor apar în perechi complex conjugate.

5. Pentru $s \to \infty$, locul rădăcinilor prezintă anumite direcții asimptotice, date prin :

$$\frac{180°}{\text{grad } q(s) - \text{grad } p(s)}.$$

Asimptotele respective se întîlnesc toate într-un același punct, situat pe axa reală negativă la o distanță L de origine dată prin :

$$L = \frac{\Sigma \text{ poluri} - \Sigma \text{ zerouri}}{\text{număr de poluri-număr de zerouri}}. \qquad (21)$$

6. Locul rădăcinilor ocupă acele porțiuni de pe axa reală, care sînt situate la stînga unui număr impar de frecvențe critice ale sistemului deschis.

Exemplificarea folosirii acestor reguli de construcție se vede pe un exemplu simplu, considerînd $Y_2(s) = \frac{K_2}{s(s+1)(s+2)}$.

În fig. 4, se reprezintă locul rădăcinilor corespunzător, de-a lungul căruia se indică în cîteva puncte, valorile corespunzătoare ale parametrului K_2.

Pentru construcția locului rădăcinilor s-a dezvoltat și o metodă pur grafică, bazată pe introducerea unui loc mai general, anume locul unghiului de fază [9, 13] definit prin arg $Y(s) = \varphi°$(se obține locul rădăcinilor pentru cazul particular $\varphi = 180°$).

Prin compunerea grafică a unor astfel de locuri corespunzătoare unor factori mai simpli din expresia funcției $Y(s)$, se obține locul rădăcinilor corespunzătoare.

Sinteza servomecanismelor cu ajutorul locului rădăcinilor. Metoda locului rădăcinilor permite ajustarea cîștigului K al buclei deschise a sistemului și de asemenea oferă indicații în ceea ce privește sinteza rețelelor corectoare și studiul efectelor variațiilor parametrilor sistemului.

Ajustarea cîștigului. O problemă care survine foarte des în proiectarea servomecanismelor constă în determinarea cîștigului K al buclei deschise care să asigure o stabilitate relativă satisfăcătoare a sistemului. Întrucît în cazul existenței unei perechi de poluri dominante, stabilitatea relativă este determinată de factorul de amortizare ζ asociat acestor poluri, se poate determina cîștigul K prin intersecția dreptei de factor de amortizare constant dat, $\theta = \text{arc cos } \zeta$ (fig. 4, *a*), cu locul rădăcinilor corespunzător. Punctul de intersecție dă valoarea cîștigului K căutată, precum și polurile sistemului închis corespunzătoare.

Sinteza rețelei corectoare. Pentru ameliorarea performanțelor unui servomecanism, corespunzătoare unei anumite specificări se introduce în bucla sistemului o rețea corectoare, care modifică funcția de transfer $Y_2(s)$ (fig. 5).

După introducerea rețelei corectoare, funcția de transfer a sistemului deschis devine $M(s) = Y_1(s)\ Y_2(s)$.

Pe baza specificării performanțelor, se stabilește în general o anumită regiune în care trebuie să se localizeze zerourile și polurile

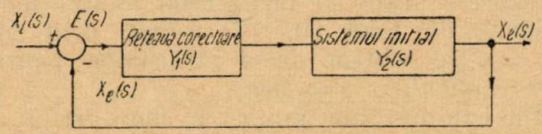


Fig. 5. Introducerea rețelei corectoare într-un servomecanism.

sistemului închis, în concordanță cu un anumit răspuns tranzitoriu dorit, precum și valoarea cîștigului K al buclei deschise, în concordanță cu o anumită specificare a erorii statice a sistemului. Pentru a se îndeplini aceste cerințe, care în general nu sînt realizate de către funcția $Y_2(s)$ a sistemului inițial, se studiază ce modificări trebuie aduse sistemului, spre a se îndeplini cerințele specificate. Acest studiu se face cu ajutorul locului rădăcinilor, cercetîndu-se în ce mod trebuie modificată forma locului, spre a se obține îndeplinirea cerințelor specificate. Cercetarea se poate face considerînd un anumit tip de rețea corectoare și ajustîndu-i-se cu ajutorul metodei locului rădăcinilor, parametrii în mod convenabil. Mai general încă, metoda locului rădăcinilor indică în ce mod trebuie modificat vechiul loc al rădăcinilor corespunzător sistemului necorectat (inițial), evidențiind ce fel de rețea corectoare trebuie introdusă.

Pentru ilustrarea efectului rețelei corectoare asupra formei locului rădăcinilor, pe baza căruia se pot studia performanțele sistemului, se consideră adăugarea unei rețele corectoare derivative, avînd funcția de transfer :

$$Y_1(s) = K_1 \frac{s + 1{,}5}{s + 15}$$

la sistemul considerat mai sus

$$Y_2(s) = \frac{K_2}{(s+1)(s+2)},$$

al cărui loc al rădăcinilor s-a reprezentat în fig. 4, *a*.

Pentru funcția de transfer rezultantă

$$Y(s) = Y_1(s)\,Y_2(s) = \frac{K(s + 1{,}5)}{s(s+1)(s + 2)(s + 15)}$$

se obține forma locului rădăcinilor din fig. 4,*b*.

Se observă, cu ajutorul locului rădăcinilor, că prin introducerea rețelei corectoare derivative, se poate obține pentru o aceeași stabilitate relativă a sistemului (același ζ), o valoare mărită a constantei de eroare $K_1 = \lim_{s \to 0} sY(s)$, iar pentru o aceeași valoare a constantei K_1, se obține o stabilitate relativă mai bună (o valoare a lui ζ mai mare).

În concluzie, metoda locului rădăcinilor permite un control simultan asupra performanțelor legate de răspunsul tranzitoriu și asupra celor legate de răspunsul sinusoidal, întrucît prin stabilirea localizării zerourilor și polurilor funcției de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$, se obțin, pe de o parte caracteristicile principale ale răspunsului în timp, așa după cum s-a arătat mai înainte, iar pe de altă parte, se poate deduce imediat funcția de răspuns la frecvență sub formă factorizată $\frac{X_e}{X_i}(j\omega)$, care apoi poate fi reprezentată într-o diagramă logaritmică [1,2, 4,5].

Succesul utilizării metodei locului rădăcinilor depinde de ușurința cu care se poate trasa locul rădăcinilor pentru cazul concret considerat. Prin folosirea regulilor principale enumerate, se poate deduce, în general, cu ușurință forma locului rădăcinilor, ceea ce face ca metoda locului rădăcinilor să constituie o metodă de bază în sinteza servomecanismelor.

3. Metoda configurației zerourilor și polurilor

Pentru elaborarea unei metode de sinteză logică a unui servomecanism, este necesar ca să se poată trece direct de la specificările impuse performanțelor unui sistem, la construirea acelui sistem care să satisfacă aceste cerințe. Din acest punct de vedere, metoda locului rădăcinilor nu constituie o metodă de sinteză cu adevărat logică, întrucît prin această metodă se pornește de la un sistem dat, căruia i se fac apoi anumite modificări prin introducerea rețelelor corectoare, spre a fi îndeplinite anumite cerințe impuse în proiectare.

Metoda de sinteză bazată pe configurația zerourilor și polurilor sistemului închis prezintă acest caracter de a constitui o metodă logică de sinteză. Desfășurarea acestei metode cuprinde următoarele trei etape :

a) Se determină funcția de transfer a sistemului închis $\frac{X_e}{X_i}(s)$, pe baza specificării performanțelor care trebuie îndeplinite.

b) Din expresia funcției $\frac{X_e}{X_i}(s)$ stabilite, se deduce expresia corespunzătoare a funcției sistemului deschis $Y(s)$.

c) Se deduce funcția de transfer a elementelor corectoare necesare, care urmează apoi să fie sintetizate.

a) *Determinarea funcției de transfer a sistemului închis pe baza specificării performanțelor.* Pentru a se putea face o astfel de determinare, este necesar ca specificarea performanțelor să se poată face într-o formă analitică,

legată de localizarea zerourilor şi polurilor sistemului închis, care determină expresia funcţiei $\frac{X_e}{X_i}(s)$.

Înafară de specificarea performanţelor, stabilirea funcţiei de transfer a sistemului închis mai este determinată şi de un al doilea factor, anume de componentele fixe sau obligate ale sistemului. Prin aceste componente se înţeleg acele elemente din alcătuirea unui servomecanism, care sînt determinate de considerente privind aplicaţia particulară a sistemului, precum şi de considerente economice şi de utilitate. Astfel de componente pot fi elementele organului controlat, servomotorul, angrenajele şi elementele de putere.

Pe lîngă elementele fixe sau obligate, servomecanismul mai conţine şi elementele corectoare (fig. 6) care împreună cu elementele fixe

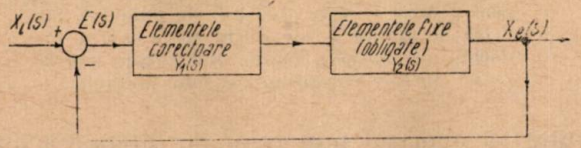


Fig. 6 Schema bloc a unui servomecanism

trebuie să compună funcţia de transfer a sistemului închis, corespunzătoare performanţelor dorite.

Din condiţiile specifice unei anumite utilizări a servomecanismului, se deduce specificarea performanţelor şi elementele fixe. După aceasta, în conformitate cu metoda de sinteză a configuraţiei zerourilor şi polurilor, se deduc elementele corectoare corespunzătoare care trebuie adăugate în sistem.

Pentru stabilirea funcţiei de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$, se foloseşte o anumită relaţie, care stabileşte că excesul numărului de poluri faţă de numărul de zerouri a funcţiei $\frac{X_e}{X_i}(s)$, trebuie să fie cel puţin egal cu excesul corespunzător pentru funcţia $Y_2(s)$.

$$(N_p - N_z)_{\frac{X_e}{X_i}} \geqslant (N_p - N_z)_{Y_2}. \qquad (22)$$

Această relaţie serveşte la stabilirea numărului minim de zerouri şi poluri a funcţiei de transfer a sistemului închis, necesar unei anumite aplicaţii.

Pentru simplificarea calculelor în cursul efectuării sintezei, precum şi pentru o mai uşoară şi simplă interpretare a rezultatelor în funcţie de performanţele sistemului, se va considera drept configuraţie a zerourilor şi polurilor sistemului închis, tipul de configuraţie cu o pereche de poluri complexe dominante, reprezentat în fig. 2. Această considerare nu aduce nici o constrîngere în ceea ce priveşte libertatea de proiectare şi constituie de altfel tipul de configuraţie la care se reduc, cel puţin în mod aproximativ, configuraţiile majorităţii sistemelor utilizate.

In plus, adoptarea unui astfel de tip de configuraţie permite ca sinteza elementelor corectoare să se facă sub forma unei reţele corectoare *RC*, deoarece se poate determina în acest caz funcţia de transfer $Y_1(s)$ cu toate polurile reale.

În ceea ce priveşte specificarea performanţelor, se vor considera numai specificările cele mai obişnuite.

Performanţele legate de răspunsul în timp, cele mai obişnuite, anume mărimea depăşirii maxime, care este legată de stabilitatea relativă a sistemului şi constantele de timp cele mai importante, care sînt legate de timpul de răspuns al sistemului, se exprimă, în modul indicat la începutul articolului, în funcţie de localizarea perechii de poluri dominante. Performanţele legate de răspunsul la frecvenţă cele mai obişnuite, anume mărimea vîrfului rezonant M_v al caracteristicii de frecvenţă şi lărgimea de bandă a sistemului, sînt de asemenea determinate de localizarea polurilor complexe dominante, fiind puţin influenţate de zerorurile dominante. Aceste mărimi se determină din caracteristica de frecvenţă corespunzătoare perechii de poluri dominante, corepunzînd unui factor de forma

$$\left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\frac{\zeta}{\omega_n}s + 1\right) ([4], \text{fig. } 4.8).$$

Performanţele legate de caracteristicile statice ale servomecanismului, anume coeficienţii de eroare se exprimă în funcţie de localizarea tuturor polurilor şi zerourilor sistemului închis.

Astfel, exprimîndu-se funcţia de transfer a sistemului închis sub forma :

$$\frac{X_e}{X_i}(s) = K\,\frac{(s+z_1)(s+z_2)\ldots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\ldots(s+p_n)}, \qquad (23)$$

se obţine pentru primii trei coeficienţi de eroare, expresiile :

$$K_0 = \frac{K\prod_{j=1}^{m} z_j}{\prod_{j=1}^{n} p_j - K\prod_{j\pm1}^{m} z_j}. \qquad (24)$$

$$\frac{1}{K_1} = \sum_{j=1}^{n}\frac{1}{p_j} - \sum_{j=1}^{m}\frac{1}{z_1}, \qquad (25)$$

$$-\frac{2}{K_2} = \frac{1}{K_1^2} + \sum_{j=1}^{n}\frac{1}{p_j^2} - \sum_{j=1}^{m}\frac{1}{z_j^2}. \qquad (26)$$

In acest fel, cu ajutorul relaţiilor de mai sus se poate determina într-un caz concret, pe

baza specificării performanțelor și a elementelor fixe, configurația zerourilor și polurilor funcției de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$, care determină însăși expresia acestei funcții.

b) Determinarea funcției de transfer a sistemului deschis din funcția de transfer a sistemului închis. În cea de a doua etapă a metodei de sinteză se pune problema ca din cunoașterea funcției de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s) = \frac{p(s)}{n(s)}$ sub formă factorizată, să se determine, funcția de transfer a sistemului deschis $Y(s)$ sub formă factorizată. În acest scop folosindu-se relația

$$\frac{X_e}{X_i}(s) = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)} \tag{27}$$

și punîndu-se

$$\left.\begin{aligned} \frac{X_e}{X_i}(s) &= \frac{p(s)}{n(s)} \\ Y(s) &= \frac{p_1(s)}{q(s)} \end{aligned}\right\} \tag{28}$$

se obține

$$\frac{p(s)}{n(s)} = \frac{p_1(s)}{p_1(s) + q(s)}. \tag{29}$$

Se deduce:

$$\left.\begin{aligned} p_1(s) &= p(s) \\ q(s) &= n(s) - p_1(s) \end{aligned}\right\} \tag{30}$$

ceea ce arată că zerourile funcției $Y(s)$ sînt identice cu zerourile funcției $\frac{X_e}{X_i}(s)$ care sînt cunoscute din forma factorizată corespunzătoare funcției $\frac{X_e}{X_i}(s)$, iar polurile funcției $Y(s)$ sînt date de rădăcinile polinomului $q(s) = n(s) - p(s)$.

În general aflarea acestor rădăcini prezintă dificultăți algebrice serioase, fiind vorba de rezolvarea unei ecuații algebrice de gradul polinomului $n(s)$. Din acest motiv, s-a dezvoltat o metodă grafică rapidă pentru determinarea rădăcinilor polinomului $n(s) - p(s)$ [9]. Metoda grafică se bazează pe faptul că funcția $\frac{X_e}{X_i}(s)$ trebuie să fie determinată nu numai astfel încît performanțele specificate să fie îndeplinite, dar ca și toate rădăcinile polinomului $q(s)$ să rezulte reale și negative, ceea ce în general este posibil. În acest fel, sinteza elementelor corectoare se poate face sub forma unor rețele *RC*, iar rădăcinile polinomului $q(s)$ pot fi determinate grafic, reprezentîndu-se polinoamele $n(s)$ și $p(s)$ pentru valorile reale ale lui s, anume $s = \sigma$, (rădăcinile acestor polinoame fiind cunoscute) și rezolvîndu-se grafic ecuația $n(\sigma) = p(\sigma)$, care corespunde ecuației $q(s) = 0$ pentru valorile reale ale lui s.

Punctele de intersecție între cele două curbe $n(\sigma)$ și $p(\sigma)$ furnizează tocmai rădăcinile reale ale lui $q(s)$.

Printr-o ajustare convenabilă a parametrilor funcției de transfer $\frac{X_e}{X_i}(s)$, este posibil în general, să se obțină ca toate rădăcinile polinomului $q(s)$ să rezulte reale, ceea ce corespunde faptului că numărul punctelor de intersecție între curbele $n(\sigma)$, și $p(\sigma)$ este egal cu gradul polinomului $n(\sigma)$, întrucît întotdeauna grad $n(s) \geqslant$ grad $p(s)$ (fig. 7).

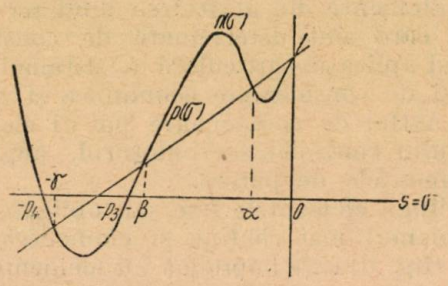


Fig. 7. Rezolvarea grafică a ecuației $q(s) = n(s) - p(s) = 0$ pentru cazul în care $n(\sigma)$ este de gradul 4, iar $p(\sigma)$ de gradul 1. Se obțin toate cele 4 rădăcini ale lui $q(s)$ reale, dintre care una la $s = 0$, care corespunde cazului obișnuit.

c) Determinarea funcției de transfer a elementelor corectoare necesare, pentru realizarea funcției de transfer a sistemului deschis. Etapa finală în metoda de sinteză constă în realizarea funcției de transfer a sistemului deschis, care a fost determinată. In scopul acestei realizări, trebuie să se țină seama de elementele fixe în sistem (fig. 6).

In urma determinării funcției de transfer a sistemului cu ciclu deschis $Y(s) = \frac{p(s)}{q(s)}$ și considerîndu-se funcția de transfer $Y_2(s)$ a elementelor fixe ale sistemului, se deduce, pe baza relației $Y(s) = Y_1(s)\, Y_2(s)$, funcția de transfer a elementelor corectoare

$$Y_1(s) = \frac{1}{Y_2(s)} \frac{p(s)}{q(s)}. \tag{31}$$

Pe această bază trebuie realizate fizic elementele corectoare.

In concluzie, metoda de sinteză pe baza configurației zerourilor și polurilor, constituie metoda logică de sinteză a servomecanismelor, prezentînd — ca și metoda locului rădăcinilor — posibilitatea controlului simultan asupra performanțelor de regim tranzitoriu și sinusoidal, pe baza localizării frecvențelor critice ale sistemului închis.

Cu toate acestea nu se poate decide în general, avantajul aplicării uneia dintre metode asupra celeilalte, acest lucru fiind determinat în fiecare caz în parte de către specificul aplicației respective.

4. Determinarea formei fizice de realizare a servomecanismului pe baza caracterizării sale matematice

In urma dezvoltării metodei de sinteză, se ajunge la caracterizarea matematică a servomecanismului respectiv, în concordanță cu performanțele specificate. Pe această bază trebuie să se realizeze apoi fizic servomecanismul. Intrucît forma de realizare fizică a elementelor fixe este cunoscută, se pune numai problema realizării fizice a elementelor corectoare pe baza funcției lor de transfer. După cum s-a arătat este în general posibil ca sinteza să se facă astfel încît polurile funcției de transfer $Y_1(s)$

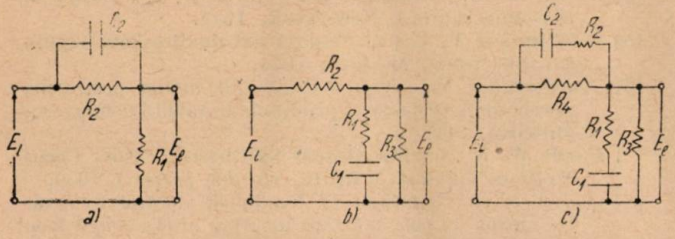


Fig. 8. Rețelele corectoare simple :
a — rețea corectoare derivativă ; *b* — rețea corectoare integrală ; *c* — rețea corectoare integro-derivativă.

a elementelor corectoare să rezulte toate reale și negative. In acest caz sinteza elementelor corectoare se poate face sub forma unei rețele pasive formată numai din rezistențe și capacități (rețea *RC*).

Pentru sinteza unei rețele *RC* pe baza funcției sale de transfer, s-au dezvoltat o serie de metode [9,14] fără a se ajunge încă la elaborarea unei metode optime de sinteză. In general rețeaua corectoare care poate fi sintetizată introduce atenuări foarte mari, ceea ce conduce la necesitatea introducerii unor mari simplificări în sistem, care pot ajunge pînă la ordinul de mărime 10^6, spre a se realiza funcția de transfer a elementelor corectoare. Aceasta cere ca în realizarea fizică a servomecanismului să se ia măsuri pentru a se minimaliza efectele perturbațiilor externe și a zgomotului care pot avea influențe puternice la nivelul tensiunilor de lucru din lanțul controlerului.

In cadrul prezentului articol nu se vor trata metodele generale pentru sinteza rețelelor de transfer *RC* pe baza funcției de transfer corespunzătoare. In schimb se va expune o metodă simplă de sinteză a rețelei corectoare care permite în același timp să se înlăture dificultățile enunțate mai sus. Se consideră funcția de transfer a elementelor corectoare exprimate sub forma :

$$Y_1(s) = K_1 \frac{(\alpha_1 s + 1)(\alpha_2 s + 1)\ldots(\alpha_n s + 1)}{(\beta_1 s + 1)(\beta_2 s + 1)\ldots(\beta_n s + 1)} . \qquad (32)$$

Această funcție de transfer se realizează sub forma unor rețele corectoare simple, legate în cascadă și separate între ele prin amplificatori electronici, care împiedică influențarea reciprocă dintre diferitele rețele. Rețelele corectoare simple folosite sînt rețelele derivative, integrale și integro-derivative (fig. 8).

Aceste rețele corectoare au respectiv următoarele funcții de transfer

$$Y_d(s) = \frac{E_e(s)}{E_i(s)} = G_0 \frac{T_a s + 1}{G_0 T_a s + 1} , \qquad (33,a)$$

în care :

$$G_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad T_a' = R_2 C_2$$

$$Y_i(s) = \frac{E_e(s)}{E_i(s)} = G_0 \frac{T_a s + 1}{T_b s + 1} . \qquad (33,b)$$

în care :

$$G_0 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} :$$

$$T_a' = R_1 C_1 ; \quad T_b = [R_1 + R_3 (1 - G_0)] C_1$$

$$Y_{i_d}(s) = \frac{E_e(s)}{E_i(s)} = G_0 \frac{(T_1 s + 1)(T_{24} s + 1)}{(T_a s + 1)(T_b s + 1)} , \qquad (33,c)$$

în care :

$$G_0 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} ; \; T_1 = R_1 C_1 ; \; T_{24} = (R_2 + R_4) C_2 ;$$

iar T_a și T_b sînt dați de relațiile :

$$\begin{cases} T_a T_b = \dfrac{R_3 C_1 C_2}{R_3 + R_4} \left(R_1 R_2 + R_1 R_4 + R_2 R_4 + \dfrac{R_1 R_2 R_4}{R_3} \right) \\ T_a + T_b = \dfrac{R_3}{R_3 + R_4} \left[R_1 C_1 + (R_2 + R_4) C_2 + \dfrac{R_4}{R_3} (R_1 C_1 + R_3 C_1 + R_2 C_2) \right] . \end{cases}$$

Descompunerea expresiei (32) în factori simpli de forma (33,a), (33,b) sau (33,c) trebuie făcută astfel încît atenuarea totală introdusă de rețelele corectoare simple să rezulte minimă.

Compensarea acestei atenuări se face cu ajutorul amplificatorilor electronici plasați între două rețele corectoare simple consecutive care au și rolul de separatori. O dată stabilite funcțiile de transfer ale rețelelor corectoare simple componente, sinteza acestora sub forma din fig. 8 se poate face imediat cu ajutorul ecuației (33).

Metoda de sinteză a rețelelor corectoare expusă prezintă avantajul că se asigură un nivel al tensiunilor din lanțul controlerului mult mai ridicat decît în cazul în care rețeaua corectoare s-ar realiza cu un singur cuadripol, deoarece după fiecare rețea corectoare simplă urmează un amplificator electronic. Acest lucru face ca influența perturbațiilor să fie neglijabilă. De

asemenea numărul de elemente de circuit (rezistori şi condensatori) necesar este redus faţă de numărul corespunzător unei reţele corectoare realizată sub forma unui singur cuadripol.

Concluzii

In cadrul articolului s-au expus principiile fundamentale ale analizei servomecanismelor precum şi cele mai importante şi mai moderne metode de sinteză, anume metoda locului rădăcinilor şi metoda configuraţiei zerourilor şi polurilor.

In proiectarea servomecanismelor se mai foloseşte uneori o metodă de sinteză bazată pe trasarea unor reţele curbilinii în planele s şi $Y(s)$ [10].

De asemenea, aşa după cum s-a subliniat, este important uneori ca sinteza să se bazeze pe un răspuns tranzitoriu dat, mai ales atunci cînd acest răspuns se obţine în condiţii experimentale. In acest caz, trebuie efectuată o transformare din domeniul timpului în domeniul frecvenţelor, după care să se aplice una din cele două metode fundamentale de sinteză. In foarte multe aplicaţii, servomecanismele care trebuie considerate sînt cu intrări multiple şi de asemenea pot fi servomecanisme de curent alternativ. Pentru sinteza unor astfel de sisteme, se pot în general aplica metodele dezvoltate.

De asemenea, în unele aplicaţii, trebuie considerat caracterul statistic al perturbaţiilor, precum şi influenţa zgomotului. In aceste cazuri s-a dezvoltat o metodă de caracterizare şi sinteză a servomecanismelor pe baze de statistică.

Insfîrşit, este foarte important în proiectarea servomecanismelor, cunoaşterea metodelor de sinteză moderne ale reţelelor *RC* care nu au putut fi expuse în cadrul articolului de faţă.

Bibliografie

[1] *Vazaca Chr.* şi *Ianculescu Gh.*: Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor (1), Revista Electrotehnica, anul III, nr 10/1955.

[2] *Brown G. S.* şi *Campbell D. P.*: Principles of Servomechanisms, New York. 1948.

[3] *Lauer H.*, *Lesnick R. Matson L. E.* Servomechanism Fundamentals New York, 1947.

[4] *James H. M.*, *Nichols N. B.*, *Philips R. S.*: Theory of Servomechanisms, New York, 1947.

[5] *Solodovnicov V. V.* ş.a.: Osnovî avtomaticeskovo reguli-rovania teoria, Moscova, 1954.

[6] *Solodovnikov V.V.* ş. a.: Ciastotnii metod postroenia perehodnih proţesov s prilojeniem tablit i nomogram, Moscova, 1955.

[7] *Evans W. R.*: Control System Synthesis by Root Locus Method, Transact. A.I.E.E., vol. 69, partea I, 1950.

[8] *Aaron M.R.*: Synthesis of Feedback Control Systems by means of pole and zero location of the closed loop function Transact A.I.E.E., vol. 70, part. II, 1951.

[9] *Truxal J.*: Automatic Feedback Control System Synthesis, New York, 1955.

[10] *Russell D. W.*, *Weaver C. H.*: Synthesis of Closed Loop Systems using Curvilinear Squares to Predict Root Location, Transact. A.I.E.E., vol. 71, part. II, 1952.

[11] *Mulligan J.*: The Effect of Pole and Zero Locations on the Transient Response of Linear Dinamic Systems, Proc, of the Inst. of Radio Eng,. mai, 1949.

[12] *Cruickshank A.J.O.*: Transient responses with limited overshoot, Wireles Engineer, iunie, 1955.

[13] *Yoahan Chu*: Synthesis of Feedback Control System by Phase-Angle Loci, Transact, A.I.E.E., vol. 71, part. II, 1952.

[14] ×××: Correctiruiuşcie ţepi v avtomatike, Moscova, 1954.

★

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ (II)

Резюме

Излагается сначала общий вопрос синтезы сервомеханизмов, после которого рассматриваются два основные метода синтеза: метод места корней и метод конфигураций нулей и полюсов. Рассматривается вопрос синтезы корректирующих элементов в виде простых цепей *RC*, разделенных электронными усилителями. В заключении указывается некоторые важные вопросы проектирования сервомеханизмов.

★

DIE GRUNDPRINZIPIEN BEI DER PROJEKTIERUNG DER SERVOMECHANISMEN (II)

Zusammenfassung

Zunächst wird das allgemeine Problem der Synthese der Servomechanismen dargestellt. Darauf werden zwei grundlegende Methoden der Synthese erläutert: die Methode des geometrische Ortes der Wurzeln und die Methode der Konfiguration der Nullpuncte und Pole. Es wird dann das Problem der Synthese der Korrektionselemente in Form von einfachen, mit Hilfe von elektronischen Verstärkern separierten RC Krisen, behandelt. Zum Schluss werden einige wichtige Besonderheiten bei der Projektierung der Servomechanismen verzeichnet.

Automatizarea unei instalații de sudură cu hidrogen atomic*)

P. ADĂMUȚ

621.791.852–52

Este prezentată automatizarea deservirii unei instalații de sudură cu hidrogen atomic, după o concepție proprie. Realizată de către autor, la Inst. Politehnic Timișoara, automatizarea a simplificat deservirea instalației, mărind astfel productivitatea muncii. In același tip, sistemul de deservire propus și realizat, rezolvă problema siguranței instalațiilor de sudură cu hidrogen atomic.

Sudura cu hidrogen atomic, este un procedeu, la care arcul electric arde între doi electrozi de tungsten, într-o atmosferă de hidrogen. Căldura produsă în arcul electric disociază moleculele de hidrogen în atomi. La reasociere se produce o căldură foarte mare, ca urmare a cedării energiei de disociere. Atmosfera de hidrogen are un rol protector față de acțiunea aerului asupra pieselor încălzite.

Sudura cu hidrogen atomic are azi multe aplicațiuni practice, reprezentînd un procedeu însemnat.

Din punct de vedere al arderii arcului, atmosfera de hidrogen constituie o piedică. Acest fapt necesită ca tensiunea secundară de mers în gol a transformatorului să fie în jur de 300 V, pentru a putea aprinde arcul în mediul de hidrogen.

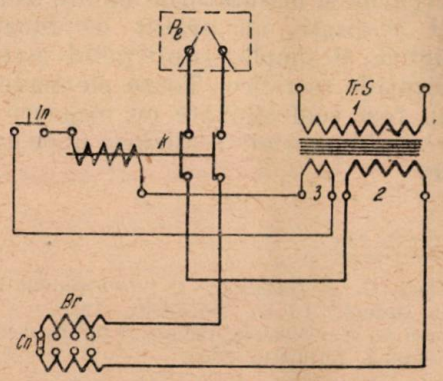


Fig. 1. Schema electrică a instalației de sudură cu hidrogen atomic, înainte de modificare.

Schema electrică a instalației de sudură cu hidrogen atomic, înainte de a fi modificată, este arătată în fig. 1. Transformatorul de sudură *Tr. S*, este un transformator normal monofazat, cu răcire naturală în aer, alimentat în primar (*1*) la 380 V, avînd în secundar (*2*) o tensiune de 300 V. In serie cu transformatorul, în circuitul secundar, este conectată o bobină de reactanță *Br*, cu număr de spire variabil prin contactul mobil *Cm*. Conectarea portelectrodului *Pe*, la sursa de energie electrică se face cu ajutorul contactorului *K*, a cărui bobină e alimentată prin întrerupătorul manual *Im* de la o înfășurare auxiliară (*3*) a transformatorului de sudură. Infășurarea auxiliară are tensiunea de 40 V.

Deservirea instalației se făcea în felul următor: după închiderea lui *Im*, se deschide robinetul buteliei de hidrogen, apoi sudorul aprinde arcul prin apropierea electrozilor și poate începe să sudeze. Astfel, după închiderea lui *Im*, între electrozii de sudură apărea tensiunea de 300 V, portelectrodul fiind în mîna sudorului.

Ideile, care au stat la baza elaborării și realizării schemei cu deservire automată, desprinse din analiza schemei în forma ei originală sînt :

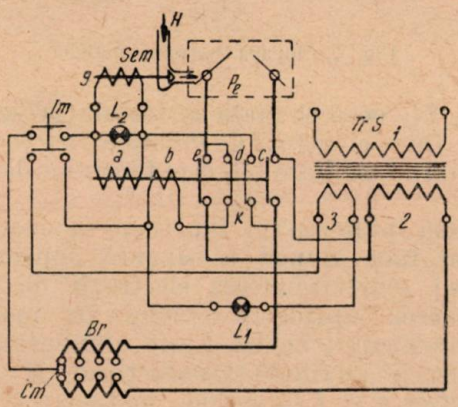


Fig. 2. Schema instalației de sudură cu hidrogen atomic după modificare.

a) concentrarea tuturor operațiilor de punere în funcțiune într-un singur loc și anume la portelectrod ;

b) la mers în gol, între electrozii de sudură tensiunea să fie 40 V.

4. In fig. 2 este arătată schema instalației modificate, păstrînd notațiile comune cu fig. 1. Cum se vede, contactorul *K* a fost modificat prin adăugarea a încă două contacte de lucru *d* și *c* prin comandarea lui de două bobine *a* și *b*. In circuitul hidrogenului *H*, s-a introdus o supapă electromagnetică *Sem*, a cărei electromagnet *g* este conectat în paralel cu bobina *a*. In sfîrșit, pentru controlul funcționării s-au introdus lămpile de semnalizare L_1 și L_2.

---

*) Redactat de Ing. Tr. Sălăjean.

Deservirea instalaţiei decurge astfel: după închiderea lui *Im*, închiderea ce se face numai la începutul schimbului de lucru se aprinde

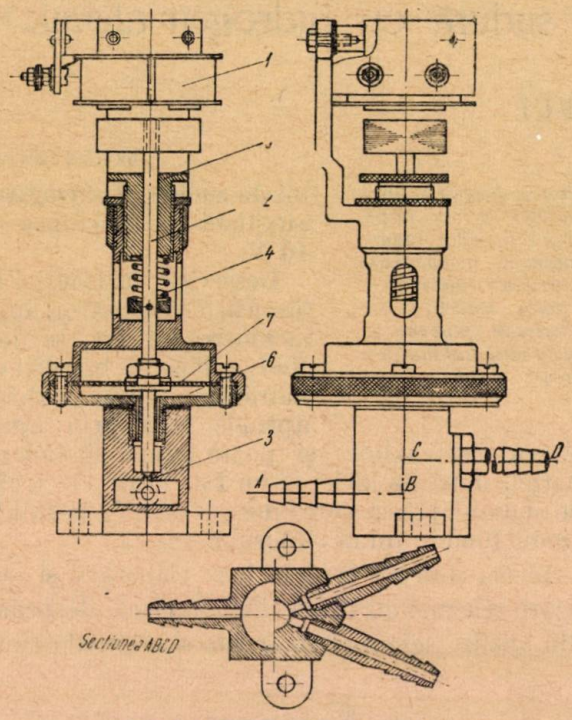


Fig. 3. Supapa electromagnetică.

lampa L_1, ceea ce arată că instalaţia se poate porni. Între electrozii de sudură apare tensiunea înfăşurării auxiliare (*3*), deci tensiune de numai 40 V.

Pentru punerea în funcţiune a instalaţiei, sudorul face numai o singură operaţie, şi anume: scurtcircuitează electrozii de sudură în vederea aprinderii arcului. In momentul scurtcircuitului, bobina *b* este alimentată de la înfăşurarea auxiliară şi contactorul *K* închide contactele *e*, *c*, *f* şi deschide contactul *d*. Astfel bobina *b* nu mai este alimentată, în schimb bobinele *a* şi *g* primesc tensiune. Contactorul *K* rămîne închis şi circuitul hidrogenului deschis. Lampa L_2 se aprinde arătînd că instalaţia funcţionează normal.

Dacă arcul se stinge, bobinele *a* şi *g* nu mai sînt alimentate, lampa L_2 se stinge, circuitul hidrogenului se închide, contactorul deschide contactele şi între electrozii de sudură apare din nou tensiunea de 40 V.

Se vede deci că toată punerea în funcţiune a instalaţiei s-a redus la o singură operaţie, executată de la portelectrod, iar la mers în gol între electrozii de sudură, apare o tensiune de 40 V.

Supapa electromagnetică S_{em}, este tot o construcţie proprie. Supapa este arătată în fig. 3. Ea se compune din electromagnetul *1*, tija principală *2*, care închide circuitul hidrogenului prin orificiul *3*, fiind menţinută în poziţia închis de resortul *4*. Dacă bobina electromagnetului este alimentată, tija *1*, va fi atrasă şi orificiul *3* este deschis. Forţa resortului *4* se poate regla cu şurubul *5*, aceasta pentru a asigura închiderea orificiului *3*, la orice presiune a hidrogenului. Pentru a nu avea scăpări de hidrogen, s-a creat camera de etanşare *6*, în care închiderea ermetică se face cu membrana elastică *7*.

Incercările şi măsurătorile făcute asupra instalaţiei realizate, au arătat că funcţionarea este sigură şi simplă, confirmînd astfel toate consideraţiile teoretice. Toate elementele schemei, au fost confecţionate cu mijloace proprii, ceea ce arată uşurinţa realizării unor asemenea scheme.

Bibliografie:

[1] *Mikloşi C.* şi *Teodorescu C.*: „Procedeele industriale de sudură" I.R.E., Bucureşti, 1936.
[2] *Hrenov K. K.*: Sudarea, tăierea şi lipirea metalelor, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1954.

★

АВТОМАТИЗАЦИЯ УСТАНОВКИ ДЛЯ СВАРКИ С АТОМНЫМ ВОДОРОДОМ

Резюме

Рассматривается автоматизация обслуживания установок для сварки с атомным водородом, собственным методом.

Осуществляемая автоматизация упростила обслуживание установки, увеличивая ее производительность труда. Предложенная и осуществляемая система оболуживания решает вопрос надежности установок для сварки с атомным водородом.

★

DIE AUTOMATISIERUNG EINER SCHWEISSANLAGE MIT ATOMAREN WASSERSTOFF

Zusammenfassung

Es wird die Automatisierung der Bedienung einer Schweissanlage mit atomaren Wasserstoff, nach eigener Ausführung, beschrieben. Die auf dieser Art verwirklichte Automatisierung vereinfacht die Bedienung der Einrichtung und vergrössert somit die Arbeitsleistung. Gleichzeitig lösst das vorgeschlagene Bedienungssystem das Problem der Betriebssicherheit der Schweissanlagen mit atomaren Wasserstoff.

Oscilator modulat în frecvență, de bandă largă, cu circuit de defazare

H. SINNREICH

621.373.421 : 621.376.3

Oscilatorii clasici, cu tub de reactanță, au apărut o dată cu introducerea modulației în frecvență în radiocomunicații. Intr-o serie de alte aplicații, cum sînt : vobulatorii, receptorii panoramici, ceasurile electronice etc. s-a pus problema construirii unor generatori de tensiuni sinusoidale modulate în frecvență, cu mare deviație de frecvență. Cerințele pe care trebuie să le satisfacă un astfel de generator sînt următoarele :

— variația liniară a frecvenței cu tensiunea de modulație ;
— lipsa modulației parazite de amplitudine ;
— deviație mare de frecvență ;
— stabilitatea frecvenței centrale ;
— simplitatea montajului.

Montajul de față a fost construit pentru un vobulator de bandă largă, cu care se oscilografiază caracteristicile de

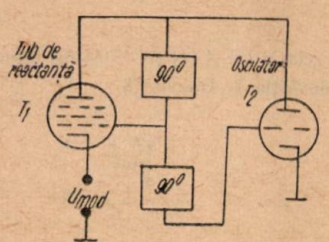


Fig. 1. Schemă de principiu.

frecvență ale receptorilor cu modulație în frecvență și s-a dovedit a fi superior montajelor clasice de acest gen în ceea ce privește primele trei cerințe de mai sus ; totodată, fiind cel mai simplu montaj cu mare deviație de frecvență.

Inafara utilității lui, montajul a prezentat interes în cadrul preocupării pentru modulația în frecvență care există în Institutul Politehnic din București*).

Schema de principiu a fost găsită în literatura periodică [1] ; a fost însă necesară elaborarea unei metode de proiectare, bazată pe o analiză mai profundă a acestui circuit.

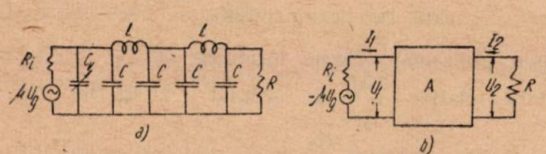


Fig. 2.

a — schema echivalentă ; *b* — schema simplificată pentru calcul.

Schema de principiu se vede în fig. 1. Prin rețeaua de defazare de 180° tubului T_2 îi este asigurat regimul autooscilant. Tubul T_1 are tensiunea de grilă, deci și curentul anodic, decalat în urmă cu 90°, față de tensiunea anodică, prezentînd astfel între anoda lui și masă, o reactanță electronică care variază cu tensiunea de modulație.

Prin faptul că tuburile T_1 și T_2 au rețeaua de reacție comună, tubul de reactanță este foarte strîns interconectat cu oscilatorul. Astfel calitățile acestui montaj sînt explicate, deoarece se evită pierderile într-o eventuală rețea de reacție proprie a tubului de reactanță și se obțin deviații mari de frecvență. Elementele rețelei care dau defazajul pot fi celule *RC*, *LC* sau linii de transmisiuni după gama de frecvențe

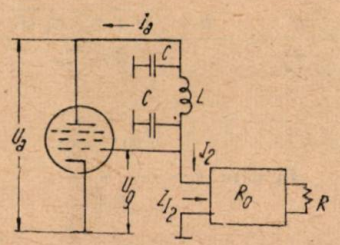


Fig. 3. Schema tubului de reactanță.

în care se lucrează. După cum se vede, acest tip de oscilator poate lucra începînd de la frecvențele audio pînă la 100—200

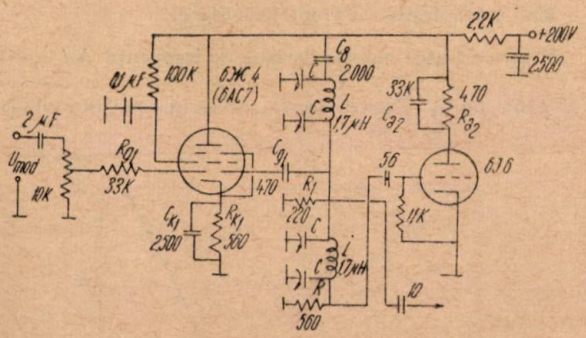


Fig. 4. Schema completă cu valori.

MHz. In cele ce urmează se analizează numai un oscilator cu celule *LC* (fig. 4).

Analiza montajului. In schema echivalentă din fig. 2, a s-a înlocuit tubul oscilator cu un generator — μU_g de rezistență internă, R_i și tubul de reactanță cu o capacitate, C_v care este zero la frecvența centrală $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Pe rezistența de sarcină R, a rețelei este legată grila tubului T_2.

Pentru schema simplificată din fig. 2, *b* se pot scrie relațiile :

$$\left\| \begin{matrix} U_1 \\ I_1 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{matrix} \right\| \times \left\| \begin{matrix} U_2 \\ I_2 \end{matrix} \right\|$$

și

$$U_1 = -\mu U_g + I_1 R_i, \quad U_g = U_2 = I_2 R.$$

Eliminînd curenții și tensiunile se obține condiția de oscilație :

$$-\mu = A_{11} + \frac{A_{12}}{R} + A_{21} R_i + A_{22} \frac{R_i}{R}. \qquad (1)$$

*) Aduc pe această cale mulțumiri prof. ing. Gh. Cartianu și ing. V. Preda, pentru ajutorul acordat în construirea oscilatorului.

Coeficienţii A_{ik} ai matricei reţelei de defazare se formează prin înmulţirea în ordinea din schemă a matricelor lui C_v şi a celulelor LC legate în cascadă.

Partea reală a ecuaţiei (1) dă condiţia de amplitudine şi cea imaginară condiţia de fază. Frecvenţa oscilaţiilor este aceea pentru care suma fazelor reţelei şi a amplificării este 360°.

Condiţia de oscilaţie pentru $R_i \gg R$ şi $f = f_0$ este

$$S_2 = \frac{1}{R} \tag{2}$$

în care S_2 este panta tubului T_2.

Din condiţia de fază găsim :

$$1 - \frac{f^2}{f_0^2} = \frac{-k + \sqrt{k^2 + 0{,}5\, C_v (C + C_v)}}{C + C_v} \tag{3}$$

în care $k = \dfrac{CR_i + \dfrac{L}{R}}{2\, R_i}$.

Se poate face aproximaţia liniară :

$$1 - \frac{f^2}{f_0^2} = \frac{2\Delta f}{f} = -\, a\, C_v \tag{4}$$

a fiind o constantă de proporţionalitate.

Pentru a putea calcula deviaţia de frecvenţă $\Delta f = \dfrac{\Delta\omega}{2\pi}$ să găsim pe C_v. Pentru aceasta, se scriu ecuaţiile tubului de

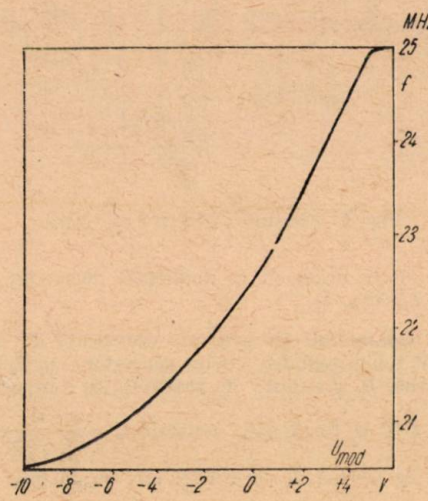


Fig. 5. Caracteristica de modulaţie.

reactanţă (fig. 3). Dacă se notează cu X_e reactanţa echivalentă, se poate scrie :

$$j\, X_e = \frac{U_a}{I_a} = \frac{U_a}{S U_g}.$$

Introducem notaţiile :

Z_{I_2} — impedanţa de intrare în celula a doua ;

$R_0 = \sqrt{\dfrac{L}{C}}$ — impedanţa caracteristică a celulei ;

A'_{ik} — coeficienţii matricei unei singure celule.

Panta din regimul static determină o reactanţă care se include în valoarea primei capacităţi C. La modulaţie, panta variază cu Δ_s şi apare o reactanţă în paralel cu C care în jurul frecvenţei centrale are valoarea :

$$\frac{1}{j\omega_0 C_v} = \frac{U_a}{\Delta S U_g} = \frac{L}{\Delta S U_g}(A'_{11} U_g + A'_{12} I_2) =$$

$$= \frac{L}{\Delta S}\left(A'_{11} + \frac{A'_{12}}{Z_{I_2}}\right).$$

Calculînd A'_{11}; A'_{12} şi $Z_{I_2} = \dfrac{R_0^2}{R}$, găsim

$$C_v = -\,\frac{\sqrt{\dfrac{L}{C}}}{R}\,\frac{\Delta S}{\omega_0}. \tag{5}$$

Substituim relaţia (5) şi (4) şi obţinem relaţia dintre variaţia pantei şi deviaţia de frecvenţă :

$$\Delta\omega = +\,\frac{a}{2}\,\frac{\sqrt{\dfrac{L}{C}}}{R}\,\Delta S. \tag{6}$$

Relaţia (6) conţine unele aproximaţii, însă permite să tragem concluzii importante :

— Deviaţia de frecvenţă este proporţională cu variaţia pantei. Aceasta permite calculul distorsiunilor chiar pe caracteristicile tubului.

— Pentru liniaritate se cere un tub cu caracteristica $i_a - U_g$ pătratică.

— Spre deosebire de alte scheme, în expresia deviaţiei de frecvenţă nu intră direct frecvenţa de lucru. Se poate deci căpăta deviaţii mari şi la frecvenţe mai joase pentru un raport $\dfrac{L}{C}$ mare, însă scade stabilitatea frecvenţei centrale. Pentru proiectare utilizăm formulele (5) şi (3). Se obţin deviaţii relative $\dfrac{2\Delta f}{f_0}$ de ordinul a 20%. Din fig. 3 se vede că pentru raportul $\dfrac{R_0}{R}$ mare, pot apare oscilaţii parazite de frecvenţă $2\, f_0$, ale tubului de reactanţă, în montaj gen Colpits. Oscilaţiile parazite se evită luînd R suficient de mare şi eventual şuntînd Z_{I_2} cu o rezistenţă (fig. 4) care să nu influenţeze nivelul scăzut al impedanţei în acel punct.

Realizarea experimentală

In schema din fig. 4 ca tub de reactanţă cu pantă mare a fost luat 6 Ж 4 (6AC7) şi ca oscilator 6 J 6, cu ambele secţiuni legate în paralel şi alimentat la o tensiune coborîtă de R_{a2}. Amplitudinea oscilaţiilor fiind astfel de numai circa 1 V, se evită curenţii de grilă la tubul de reactanţă, care are o negativare fixă dată de $R_{k1}.C_{k1}$. Grupul R_{k1} C_{k1} constituie o reacţie negativă pentru tensiunea de modulaţie. Se obţine o liniarizare a caracteristicii de modulaţie în schimbul unor

tensiuni de modulaţie mai mari (fig. 5). R_{g1} împiedică trecerea înaltei frecvenţe în sursa de modulaţie sau şuntarea înaltei frecvenţe iar C_{g1} împiedică punerea la masă a tensiunii de

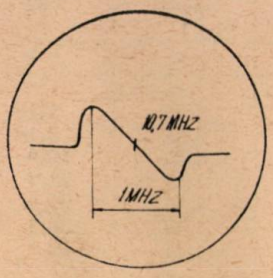


Fig. 6. Oscilograma unui discriminator dintr-un receptor cu M.F.

modulaţie prin micile rezistenţe R_1 şi R. Rolul lui R_1 a fost arătat anterior. In ceea ce priveşte stabilitatea frecven-

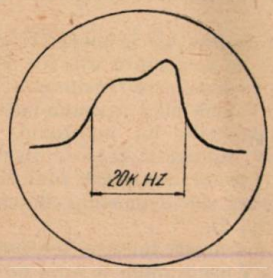


Fig. 7. Oscilograma etajelor de radio şi medie frecvenţă dintr-un receptor superheterodină prost reglat.

ţei, montajul este sensibil la variaţiile tensiunilor de alimentare.

Modulaţia parazită de amplitudine este imperceptibilă la un reglaj corect al fazei din trimerii C. Modulatorul descris serveşte într-un vobulator de bandă largă construit de autor la Institutul Politehnic Bucureşti.

Oscilogramele obţinute se văd în fig. 6 şi 7.

Concluzii

Trecerea de la circuitul clasic, în care tubul de reactanţă este pus în paralel cu circuitul acordat al oscilatorului, la oscilatorul cu circuit de defazare, permite o conectare mult mai favorabilă a tubului de reactanţă, ceea ce dă o deviaţie mare de frecvenţă şi lipsa modulaţiei parazite în amplitudine.

Montajul expus a fost supus unor repetate încercări şi s-a dovedit foarte stabil în funcţionare. Faţă de 40—50 kHz care se obţin în vobulatorul clasic, deviaţia de frecvenţă este aici de peste 30 ori mai mare fiind pe deplin suficientă pentru oscilografierea caracteristicilor de frecvenţă a receptorilor cu M.F.

Liniaritatea este satisfăcătoare. Renunţîndu-se la deviaţia maximă posibilă, liniaritatea este superioară celei a montajului clasic, iar pentru scopurile radiodifuziunii cu $\Delta f = \pm 75$ kHz distorsiunile caracteristicii de modulaţie sînt neglijabile. Există posibilitatea perfecţionării montajului folosind două tuburi de reactanţă echilibrate, legate la grila şi anoda oscilatorului şi modulate în antifază analog cu montajele echilibrate obişnuite [3].

Bibliografie

[1] *Dennis F. R.* şi *Felch E. P.*: Bell Syst., Techn. Journal, 28.601/1949.
[2] *Aseev B. P.*: Fazovîe sootnoşenia v radiotehnike, Sviazizdat, Moscova, 1954.
[3] *Hund August*: Frecueney modulation, Mc. Graw Hill, New York, 1942.

Acumulatorul cu peroxid de argint şi zinc

Ing. L. FIHMAN

621.355.1

Mult timp, progresele realizate în domeniul acumulatorilor electrici au fost foarte lente. De la invenţia acumulatorului acid cu electrozi de plumb (G. Planté, 1860) şi a acumulatorilor alcalini cu electrozi de fier şi nichel (Edison, 1900) şi cadmiu nichel (Jungner, 1900), indicii energetici foarte mici ale acestora, au evoluat foarte încet: 10 Wh/kg în 1880 (acumulator de plumb), 15 Wh/kg în 1920, 25—45 Wh/kg în prezent.

Realizările mai însemnate se referă mai ales la metodele de fabricaţie, care au devenit mecanizate şi deseori automate şi la punerea la punct a diverselor tipuri specializate pentru o serie de domenii de utilizare (pentru automobile, tracţiune, staţionare etc.).

Un salt brusc a fost realizat prin invenţia unui nou acumulator alcalin, cu electrozi din peroxid de argint şi zinc.

Acumulatorii cu electrozi de peroxid de argint şi zinc şi electrolit alcalin, au apărut, pentru prima dată, pe scară industrială în 1943—1945 şi se fabrică după patentul ing. H. André (Franţa) cesionat unei fabrici americane [1], care la rîndul ei a acordat licenţe de fabricaţie mai multor ţări. Aceşti acumulatori sînt astăzi fabricaţi în tipuri şi dimensiuni standardizate (arătate în tabela 1), permiţînd folosirea pieselor de schimb, fabricate în diferite ţări.

Construcţia elementului Ag_2O_2—Zn [2] [3]. Electrodul pozitiv este constituit din argint acoperit cu peroxid de argint obţinut pe cale electrolitică.

Electrodul negativ este constituit din placă de zinc poros (spongios).

Izolaţia între electrozi se face prin separatoare din materiale plastice pe bază de celuloză. Fiecare separator este compus din trei straturi, stratul din mijloc avînd o compoziţie care îi dă proprietăţi de „schimbător de ioni" necesară împiedicării migraţiei ionilor, de zinc şi argint de la un electrod la altul. Separatorul înveleşte sub formă de pungă electrodul pozitiv (fig. 1).

Tabela 1

Capacităţile şi dimensiunile elementelor Ag_2O_2—Zn

Tipul	Capacitatea Ah	Dimensiunea exterioară $L \times H \times l$ mm	Greutatea g	Capacitatea specifică Ah/kg	Tensiunea *) medie V	Energia *) Vh	Energia *) specifică Wh/kg
1	2	3	4	5	6	7	8
H 075	0,75	14×37,5×28	21,3	35	1,45	1,10	52,5
H 105	1,5	15,6×50×28	31,8	47	1,45	2,18	63,5
H 705	7,5	20,2×73,5×51,5	128,0	58,5	1,45	10,9	85,0
H 15	15,0	18,8×120×58	227,0	66	1,45	21,8	95,5
H 20	20,0	21×95×91	340,0	58,7	1,45	29,0	85,5
H 25	25,0	21×110×91	400,0	62,5	1,45	36,3	91,0
H 60	60,0	41,5×110×91	794,0	75,5	1,45	92,0	116,0

[2]) Datele calculate de noi.

Electrolitul este o soluţie apoasă de potasă caustică şi se găseşte în mare parte absorbit în masa separatoarelor şi a electrozilor.

Bacul (vasul) elementului, este de obicei din material plastic transparent (metacrilat de metil sau polistirol). In unele întrebuinţări el este metalic.

Capacul închide în mod etanş vasul elementului şi este prevăzut cu două borne terminale şi un dop de umplere şi aerisire.

Intr-un element sînt, în general, mai mulţi electrozi, pozitivi şi negativi, cei negativi fiind în număr mai mare cu o

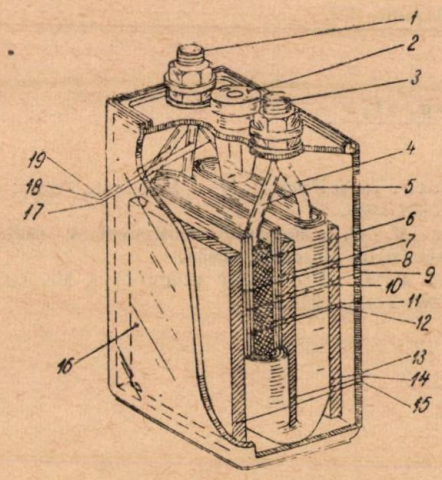


Fig. 1. Secţiunea printr'un acumulator cu peroxid de argint şi zinc

1—borna negativă; *2*—dopul de umplere şi ventilaţie; *3*—borna pozitivă; *4,5*—conexiunile pozitive; *6*—electrodul pozitiv; *7,8*—separator exterior; *9,10*—separator „schimbători de ioni"; *11,12*—separator interior; *13,14,15*—electrozi negativi; *16*—cutia din material plastic transparent; *17,18,19*—conexiuni negative

unitate faţă de numărul electrozilor pozitivi. Electrozii sînt legaţi fiecare direct cu borna terminală de polaritatea respectivă.

Caracteristicile electrochimice şi electrice. Noutatea sistemului Ag_2O_2—Zn constă în folosirea la electrodul negativ, a unui proces care are ca rezultat, în timpul descărcării, trecerea zincului în soluţie sub forma unui compus greu solubil ($Zn(OH)_2$) formă sub care este precipitat pe suprafaţa electrodului, soluţia devenind repede saturată cu zinc (K_2ZnO_2). In acest fel, zincul rămîne în apropierea electrodului fiind depus din nou în timpul încărcării sub starea metalică (iniţială).

Migraţia ionilor de zinc din zona electrodului negativ este împiedicată şi prin construcţia separatorului arătată mai sus. Reacţia la electrodul pozitiv decurge şi ea astfel încît, peroxidul de argint este redus în timpul descărcării în argint metalic. La încărcarea argintului este oxidat în peroxid de argint.

Reacţia totală se poate scrie sub următoarea formulă:

$$Ag_2O_2 + Zn + H_2O \underset{\text{încărcare}}{\overset{\text{descărcare}}{\rightleftarrows}} Ag + Zn(OH)_2$$

Acţiunea electrolitului nu apare în reacţia globală de funcţionare.

F.e.m. produsă de reacţiile la electrozi este de circa 2 V. Tensiunea iniţială de descărcare este de circa 1,75—1,8 V. La regimuri lente de descărcare tensiunea se menţine la valori apropiate de 1,7 V pînă cînd acumulatorul a debitat circa 25—30% din capacitatea lui nominală. Tensiunea scade apoi la circa 1,5 V, valoare la care se menţine pînă la circa 95% a capacităţii; restul descărcării pînă la o tensiune finală de 1 V se desfăşoară sub o tensiune descrescătoare după o lege parabolică (fig. 2).

La regimuri de descărcare intense, tensiunea la borne scade repede la circa 1,5 V menţinîndu-se apoi pe un palier aproape

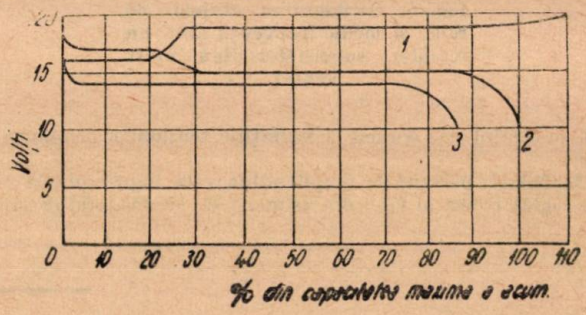


Fig. 2 Caracteristicile de descărcare şi încărcare ale acumulatorului peroxid de argint-zinc

1 — curba de încărcare; *2* — curba de descărcare în zece ore; *3* — curba de descărcare în o oră.

orizontal pînă la circa 95% din capacitatea nominală (fig. 2 curba *3*).

Se consideră o tensiune medie de descărcare de 1,45—1,55 V.

Incărcarea începe la circa 1,5 V şi este terminată la circa 2,1 V. Peste această valoare creşterea tensiunii este dăunătoare stării acumulatorului. Tensiunea medie de încărcare este de 1,75 V.

Valori apropiate ale celor două tensiuni la descărcare şi încărcare, asigură un randament în energie de 80—90%.

Capacitatea acumulatorului este determinată de cantitatea de materii active, care pot reacţiona între ele în timpul descărcării elementului pînă la o tensiune finală de 1 V. Consumul teoretic pentru 1 Ah este de: 1,22 g Zn + 2,3 g Ag_2O_2 + 0,67 g H_2O adică în total de circa 4,2 g (respectiv 240 Ah/kg şi 350 Wh/kg). In practică un exces de materiale este necesar, de asemenea, se adaugă şi greutatea bacului, capacului, bornelor terminale, conexiunilor interioare şi a dopului. Astfel se obţine o capacitate utilă de circa 35—60 Ah/kg la acumulatori mici şi de circa 75 Ah/kg la acumulatori mari, ceea ce corespunde unei energii specifice de 90—115 Wh/kg.

Capacitatea este influenţată puţin de regimul de descărcare, astfel un tip mai recent de acumulator, care cîntăreşte circa 4,5 kg, are o capacitate de 300 Ah chiar la regimuri de descărcare de 1 500 A.

Tabela 2

Comparaţia acumulatorului de Ag_2O_2—Zn cu acumulatorul de Pb şi acumulatorul de Cd-Ni

Caracteristicile principale	Ag_2O_2—Zn	Pb (cu plăci pastate)	Cd — Ni
1. Energie specifică, Wh/kg	100	25	25
2. Tensiunea medie de descărcare, V . . .	1,5	1,9	1,22
3. Tensiunea medie de încărcare, V	1,8	2,3	1,8
4. Autodescărcare : după 30 zile . . .	3 %	30 %	15 %
după 90 zile . . .	50 %	100 %	45 %
5. Durata de serviciu, cicluri	100	300	500
6. Randamentul, în Wh	80—90 %	70—75 %	60—65 %

Capacitatea este puţin influenţată de variaţiile temperaturii în limitele — 20 şi + 60°C. La temperaturi mai joase sau mai înalte începe să apară pierderea de capacitate. Ea nu este prea mare la temperaturi joase, iar îngheţarea electrolitului care are loc la — 59°C nu deteriorează acumulatorul, care îşi recapătă capacitatea iniţială la revenirea electrolitului în stare lichidă.

Acumulatorul Ag_2O_2—Zn nu este sensibil la condiţiile existente la altitudini mari (temperatură şi presiune joasă) ceea ce îl face potrivit folosirii în aviaţie.

Autodescărcarea acumulatorului Ag_2O_2—Zn este sensibil mai mică decît la acumulatorii de tipuri clasice.

Autodescărcarea este de numai 3 % în primele zile (din capacitatea nominală şi la temperaturi normale) devenind de circa 33 % în timp de 60 zile şi 50 % în timp de 90 zile. Păstrarea mai îndelungată în stare încărcată nu este favorabilă acestor acumulatori, astfel că, depozitarea lor se face de obicei în stare descărcată, însă acumulatorul conţinînd cantitatea normală de electrolit [4].

Uscarea acumulatorului şi expunerea lui la componenţii aerului sînt factori principali care duc la deteriorarea rapidă a acestui tip de acumulator. Acest lucru este datorat, mai ales, cantităţii de apă necesară menţinerii însolubilităţii electrozilor.

Protejînd acumulatorul contra accesului aerului s-a reuşit a se obţine după o depozitare de 44 săptămîni o capacitate de 77 % faţă de cea nominală, pe cînd la acelaşi acumulator fără protecţie contra accesului aerului la electrozi, capacitatea scade la 50 % într-un interval de numai nouă săptămîni. La temperaturi mai mari, autodescărcarea este accelerată. Acumulatorul este, de asemenea, foarte sensibil la impurităţi organice care reduc peroxidul de argint în argint metalic.

Durata de viaţă a acestor acumulatori este mică. Acumulatorii servind pentru descărcări pentru curenţi mari,au o durată de numai 5—10 cicluri de descărcare-încărcare. Acest lucru este datorat temperaturii mari care se creează în acumulator în aceste condiţii. Acumulatorul funcţionînd la regimuri de descărcare moderate, rezistă de obicei la circa 90 cicluri [4].

Tabela 3

Caracteristicile unui acumulator de Pb 60 Ah în comparaţie cu cele ale acumulatorului Ag_2O_2—Zn H 60

Caracteristicile principale	Ac II Ky 210	Ac. H 60
1. Capacitatea nominală la un regim de descărcare în 10 h, Ah	60	60
2. Dimensiunile exterioare, mm $L \times H \times l$	148×310×36	41,5×110×91
3. Greutatea, kg (acumulator umplut) .	4,40	0,8
4. Tensiunea medie de descărcare, V . .	1,9	1,5
5. Tensiunea medie de încărcare, V . . .	2,3	1,8
6. Energia înmagazinată, Wh.	114	90
7. Randament, în Ah	85	95
8. Randament, în Wh	65	85
9. Energia specifică, Wh/kg	26	116
10. Preţul de cost, lei	120	400 (prin apreciere)

Faţă de proprietăţile acumulatorilor clasici, acumulatorul cu peroxid de argint prezintă o serie de avantaje şi unele dezavantaje arătate în tabela 2, cuprinzînd indici medii.

In tabela 3 sînt arătate caracteristicile unui acumulator de 60 Ah de tipul cu plumb şi plăci pastate II Ky 210, în comparaţie cu tipul de argint zinc 60 (Venner Ltd).

Proprietăţile foarte bune ale acumulatorului cu peroxid de argint deschid posibilităţi în construcţia aparatelor electrice şi electronice transportabile pentru telecomunicaţii, aviaţie, marină etc.

Problema foarte importantă care trebuie rezolvată însă, este durata de viaţă care este astăzi foarte mică, faţă de cea a tipurilor clasice de acumulatori.

Bibliografie

[1] *Chapman C. L.* : The Silver-Zinc accumulator, Electronic Engineering, oct. 1953.

[2] *Fihman L.* : Pile şi Acumulatoare, Manualul inginerului electrician, vol. III, Ed. Tehnică, 1956.

[3] *Vinal G. W.* : Storage Batteries, Willey & Sons, New-York, 1955.

[4] *Eidensohn S.* : The Zinc-Silver peroxide-alkaline storage battery, Journal Electrochemical Soc. 9, 1952.

Căldură

MASURAREA TEMPERATURILOR CU AJUTORUL SUBSTANŢELOR FLOURESCENTE

536.55 : 535.37.096

Emiterea de radiaţii vizibile, de către substanţele flourescente, sub acţiunea razelor ultraviolete sau a celor catodice, se face în funcţie de temperatura mediului înconjurător.

Randamentul substanţei fluorescente (raportul dintre energia corespunzătoare transformărilor luminoase şi energia

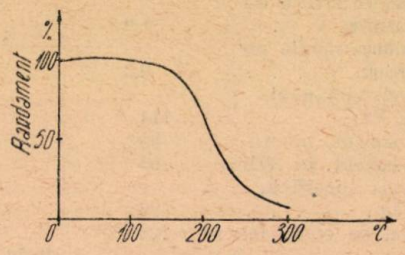


Fig. 1

corespunzătoare tuturor transformărilor din celulă) în funcţie de temperatură variază după curba din fig. 1.

Fluorescenţa substanţei diminuează o dată cu creşterea temperaturii. Acest fenomen se utilizează pentru măsurarea temperaturii, în următoarele moduri :

— se urmăreşte prin procedee fotometrice variaţia luminozităţii unei aceleeaşi substanţe la diverse temperaturi;

— se utilizează mai multe substanţe fluorescente cu diferite temperaturi limită (de extincţie).

La fiecare temperatură înregistrăm dispariţia uneia din substanţe şi putem astfel etalona placa pe care sînt fixate aceste substanţe.

Întrebuinţăm substanţe fluorescente a căror culoare variază cu temperatura.

Aceste metode se caracterizează printr-o completă lipsă de inerţie; ele dau posibilitatea reglării automate a temperaturii, folosind variaţia emisiunii luminoase.

(Din „La Tehnique Moderne", nr. 7, iulie, 1955).

M.B.

Condensatori

CONDENSATORII IMPREGNAŢI CU CLOFEN, REZISTENŢI LA FRIG

621.319.4 : 621.315.615

Lucrarea prezintă studii efectuate asupra variaţiilor proprietăţilor electrice ale clofenului (difenilul-clorurat) în domeniul temperaturilor joase pînă la 60°C şi comportarea condensatorilor impregnaţi cu clofen, în diferite condiţii.

Variaţiile stării de agregare la difenilul triclorurat tetra, penta şi hexaclorurat (A_{30}, A_{40}, A_{50}) se face treptat şi la temperaturi joase apar tensiuni interne necompensate.

Proprietăţile electrice, factorul de pierderi tg δ, constanta dielectrică şi rigiditatea dielectrică ale clofenului A_{30}, A_{40}, A_{50}, A_{60}, la temperaturi joase sînt în strînsă legătură cu aceste modificări.

Domeniul modificărilor mai rapide a acestor proprietăţi este deplasat către temperaturi mai scăzute şi aceste constatări sînt valabile, atît la difenilul clorurat cît şi asupra hîrtiei impregnate cu clofen, prezenţa hîrtiei nemodificînd alura curbelor, ci numai valorile absolute ale tg δ şi ε. Valoarea maximă a factorului de pierderi a condensatorilor impregnaţi cu difenil clorurat, este deplasată, către temperatura mai coborîtă, cu cît scade gradul de clorurare. În acelaşi mod variază şi rigiditatea dielectrică. Triclordifenil (clofen A_{30}) are în general o valoare absolută a rigidităţii dielectrice mai mic decît ceilalţi clofeni, dar nu prezintă o descreştere bruscă în domeniul de temperaturi scoborîte de care este vorba, întrucît nu s-a ajuns la o astfel de stare cu tensiuni interne pentru a se putea fisura deodată sub acţiunea unui cîmp electric intens. Toate valorile electrice ale difenilului clorurat prezintă un histerezis dependent de temperatură, astfel încît se obţin valori diferite ale proprietăţilor electrice, după cum măsurătorile se fac în creşterea temperaturii sau în scădere.

Capacitatea condensatorilor impregnaţi cu clofen variază diferit în domeniul temperaturilor joase după tipul de clofen.

Se analizează natura şi cauzele deteriorării condensatorilor impregnaţi cu clofen. Condensatorul răcit, la punerea în contact suportă tensiuni mecanice importante, cauzate de solicitările termice diferite, urmare a factorului de pierderi ridicat la temperaturi joase. Tensiunile mecanice fisurează bobinele condensatorului.

Sînt prezentate condiţiile încercărilor care să reproducă condiţiile din exploatare şi se trag concluzii privitoare la alegerea tipului de clofen la impregnarea condensatorilor în funcţie de locul de utilizare, dîndu-se indicaţii constructive.

Avantajul esenţial al difenilului mult clorurat, A_{50}, A_{60}, constă în factorul de pierderi scăzut, permiţînd o stabilitate calorică mare, iar în cazul bateriei de condensatori aşezată în aer liber, apare în primul moment de conectare o scădere de randament, de 20 %. La condensatorii de cuplare şi măsurare este necesar impregnarea cu clofen A_{30} pentru menţinerea capacităţii constante la temperaturi joase. În acest caz, rezistenţa de străpungere mai scăzută şi factorul de pierderi mai ridicat joacă un rol secundar.

(Din ETZ—A, tom 77, nr. 4/1956, pag. 101—105, *Paul Hochhausler*)

B. Gh.

Măsuri şi aparate electrice

O CABINA MOBILA PENTRU INREGISTRAREA OSCILOGRAFICA A FENOMENELOR RAPIDE DE INALTA TENSIUNE

621.317.2

Dispozitivul de măsură montat în cabină se compune din : oscilograf cu catodă rece, aparat pentru producerea impulsului necesar declanşării oscilografului şi fenomenului şi partea de tensiune joasă a divizorului capacitiv de tensiune.

Deasupra cabinei metalice se află, izolată faţă de acoperiş, o sferă de cupru care constituie partea de înaltă tensiune. Cabina este prevăzută, în dreptul divizorului, cu o gaură cu muchiile rotunjite, care ascunde partea de joasă tensiune a divizorului. Distanţa între cele două sfere ale divizorului se reglează din interiorul cabinei. Experimentatorul se află în cabină, care constituie un ecran perfect.

Aparatul pentru produs impulsul de declanşare este realizat cu ajutorul a trei tiratroni şi la comanda experimentatorului execută două comenzi : comanda pentru declanşarea oscilografului şi comanda întîrziată pentru declanşarea generatorului de impuls. Întîrzieri variabile sînt posibile cu ajutorul unui grup RC.

Se indică schema de principiu atît pentru aparatul pentru produs impulsuri de comandă cît şi pentru cuplajul acestui aparat cu generatorul de impuls.

Aparatul construit înregistrează tensiuni de impuls de 500 kV, 1/50 μs şi tensiuni de frecvenţă industrială 50 Hz, divizorul de tensiune funcţionînd perfect. Din cauza întîrzierii obţinute la amorsarea generatorului de impuls pe oscilograme se observă comod şi începutul curbei.

Aparatul este destinat înregistrării fenomenelor rapide fără deformare asigurînd o citire a variaţiei de tensiune de 10^{-8} s.

(Din ETZ—A, tom 77, nr. 4/1956, pag. 105—107, *Wolfgang Herbst*).

G. H.

DEZVOLTAREA DUPĂ RĂZBOI A APARATELOR DE MĂSURĂ

621.317.7

Pe baza studiului structurii anatomice a ochiului şi a teoriei informaţiilor (cibernetica) autorul dă indicaţii asupra distanţei de citire a aparatelor indicatoare şi asupra lungimii, diviziunilor scalei şi indicatorului, recomandînd scala de 250° divizată în grupuri alternate albe şi negre, precum şi scala avînd diviziunile în procente.

În continuare, autorul descrie aparatele de măsură înregistratoare rapide arătînd performanţele lor şi întrevede probabilitatea construirii aparatelor electronice de înregistrat.

(Din Bull. A.S.E., tom. 46, nr. 19/1955, *G. Induni*).

V.I.

CĂI NOI ÎN CONSTRUCŢIA APARATELOR DE MĂSURĂ INDICATOARE ŞI INREGISTRATOARE, REZISTENTE LA ŞOC

621.317.7.087.51 :620.178

Ţinînd seama de solicitările la care sînt supuse aparatele de măsură rezistente la şoc, autorul descrie trei încercări mecanice importante, care trebuie efectuate asupra aparatelor de măsură rezistente la şoc şi anume : încercarea la gravitaţie, încercarea la vibraţie şi încercarea la şoc.

Pentru fiecare din aceste încercări se indică utilajul necesar.

Ca principii constructive, autorul recomandă micşorarea la maximum a maselor în mişcare prin utilizarea unor aliaje de aluminiu speciale, utilizarea unui ax fix cu capetele sprijinite în lagăre cu resort şi utilizarea unei scale de 90°. La aparatele înregistratoare se recomandă întrebuinţarea sistemului bazat pe principiul pîrghiei căzătoare.

În încheiere, autorul indică principiile care trebuie respectate la fabricarea aparatelor de măsură rezistente la şoc.

(Din Bull A.S.E., tom. 46, nr. 18/1955, *Th. Staub*).

V.I.

APARAT DE MĂSURAT UNIVERSAL PENTRU DATELE CARACTERISTICE LA CONSUMATOR

621.311.152.012 :621.317.791

Măsurarea puterii absorbite, a tensiunii, curentului, randamentului, factorului de putere la consumator, este o problemă dificilă deoarece trebuie să se folosească multe aparate

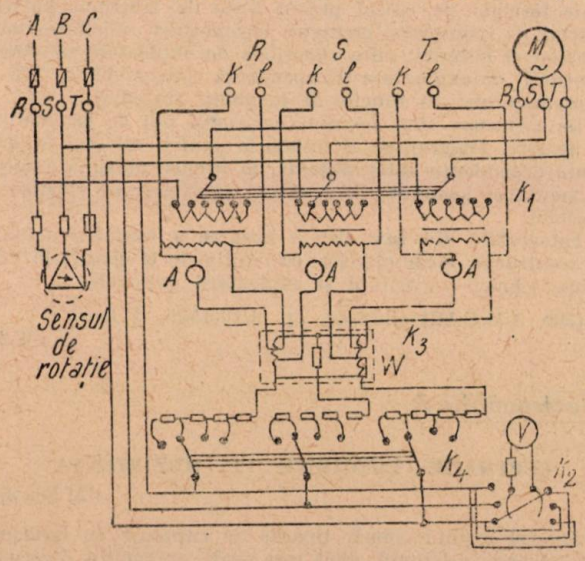


Fig. 1

de măsurat — ampermetre, voltmetre, wattmetre, transformatori de tensiune şi de curent, rezistenţe preataşate etc. — între care trebuie să se stabilească, de la caz la caz, diverse legături provizorii, foarte complicate.

Colectivul catedrei electrotehnice a Politehnicii din Budapesta a construit un aparat complex, în execuţie geamandan, cu care se pot măsura, la faţa locului, prin citire directă, cu minimum de legături provizorii, toate datele care caracterizează consumul, indiferent dacă instalaţia este monofazată sau trifazată, simetric sau asimetric încărcată, respectiv cu

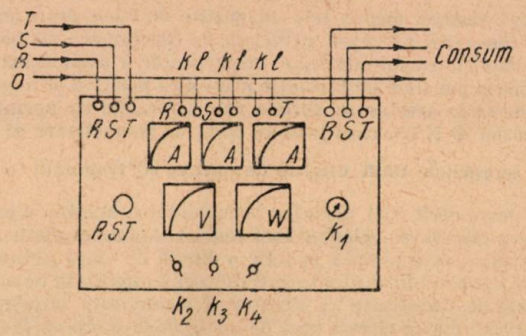


Fig. 2

trei sau patru conductori. Chiar şi factorul de putere, care evident nu poate fi citit direct, se calculează foarte simplu, pe loc. Geamandanul conţine şi un indicator al sensului de rotaţie, respectiv al succesiunii fazelor. Fig. 1 reprezintă schema de principiu a geamandanului de măsurat, iar fig. 2 aspectul frontal şi un exemplu de conectare.

Acest geamandan de măsurat are o mare importanţă economică, deoarece permite întreprinderilor de distribuţie sau energeticienilor şefi ai marilor întreprinderi industriale, să controleze la faţa locului puterea, randamentul, factorul de putere al consumatorului. Existenţa acestui aparat portativ creează premize pentru aplatizarea curbelor de sarcină şi îmbunătăţirea factorului de putere.

Aparatul permite efectuarea unor măsurări precise la fiecare motor din industrie, în scopul depistării celor supradimensionate, în vederea înlocuirii cu altul mai mic; astfel se îmbunătăţeşte nu numai gospodărirea energiei electrice în uzina respectivă, ci se aduc mari foloase pe ansamblul economiei naţionale.

(Din „Villanosag", nr. 11/1955, pag. 335—340).

A.Sz.

TEHNICA IMPULSULUI ÎN TELEMĂSURĂ

621.317.7.083.72

Tehnica impulsului are un rol important în telemăsură prin faptul că, spre deosebire de transmisiile la care este nevoie de o legătură galvanică între emiţător şi receptor, transmisia prin impuls este posibilă şi fără conductor, la distanţe practic nelimitate.

După o descriere succintă a funcţionării diferitelor sisteme de telemăsură prin impuls, autorul se ocupă îndeaproape de procedeul de telemăsură bazat pe frecvenţa impulsurilor, acesta fiind cel mai răspîndit, în special în Europa. Prin acest procedeu, mărimea de măsurat este transformată, la emisie, în impulsuri a căror frecvenţă este proporţională cu această mărime. Aceste impulsuri modulează o frecvenţă purtătoare de joasă sau înaltă frecvenţă, care este transmisă printr-un canal de măsură (cu sau fără conductor) la receptor, unde impulsurile sînt transformate în curent continuu. Valoarea curentului continuu, indicată de un aparat de măsură, este proporţională cu mărimea de măsurat.

În continuare, se expune procedeul transmisiei multiple prin care se transmit, cu ajutorul aceluiaşi canal de măsură, mai multe mărimi de măsurat, fie simultan, fie ciclic. Transmisia multiplă ciclică se face, fie cu ajutorul a doi comutatori care se învîrtesc sincron — unul la emiţător şi altul la receptor —, fie printr-o metodă electronică rapidă.

În încheiere, autorul arată că tehnica impulsului are aplicaţii şi la transmiterea unor mărimi de măsurat de la rachetele zburătoare la staţiile de recepţie instalate pe pămînt.

(Din Bull A.S.E., tom. 46, nr. 20/1955, *A. Goldstein*).

V.I.

Magneţi

ELEMENTE MAGNETICE CU BUCLE DREPTUNGHIULARE HISTEREZIS

621.318.323.2

Sînt descrise elementele magnetice cu bucle dreptunghiulare histerezis, al căror principiu de funcţionare se bazează pe proprietatea materialelor magnetice de a avea două stări stabile în punctele de inducţie magnetică pozitivă şi negativă.

Utilizarea acestor materiale uşor saturabile ca perminvar, permaloi P N 65, care posedă curbe de magnetizare al căror cot corespunde unui unghiu de aproape 90° (raportul $\frac{B_r}{B_{max}}$ mai mare decît 0,9) permite întrebuinţarea acestor elemente pentru executarea releelor fără contact. Aplicarea elementelor magnetice, care posedă practic o durată de viaţă nelimitată, mare siguranţă în exploatare şi suficientă rapiditate de acţiune (viteza de declanşare a acestor elemente este cuprinsă în intervalul dintre cîteva zeci de milisecunde şi cîteva fracţiuni de milisecundă), oferă posibilitatea înlocuirii în unele cazuri a releelor electromagnetice şi a lămpilor electronice.

Se dau exemple de aplicare a elementelor magnetice în diverse ramuri ale tehnicii.

Astfel, în telemecanică îşi găsesc aplicaţii comutatorii destinaţi stabilirii unor contacte succesive ale traductorilor cu modulatorul sau direct cu emiţătorul. Asemenea comutatori stau la baza multor scheme folosite în tehnica maşinilor de calculat.

Se studiază schema modulatorului magnetic, care permite executarea modulaţiilor pe bază de variaţie a amplitudinii impulsurilor şi a lăţimii impulsurilor.

Se dau două exemple de sisteme pentru cumularea semnalelor.

(Din „Electricestvo", nr. 11/1955, *V. V. Tutevici*).

S.S.

Materiale electrotehnice

DURATA DE FUNCŢIONARE A NOILOR TIPURI DE MATERIALE IZOLANTE PENTRU MAŞINI ELECTRICE

621.313.048 :621.315.6

În articol sînt redate rezultatele cercetărilor pentru stabilirea duratei de serviciu a izolaţiilor maşinilor electrice şi anume a materialelor organice pe bază de siliciu şi a materialelor peliculare de triacetatceluloză.

Izolaţia electromotoarelor încercate a fost supusă unor solicitări complexe sub formă de temperaturi ridicate, umiditate mare, tensiune şi acţiuni mecanice. Criteriul principal pentru aprecierea duratei de viaţă a izolaţiei se consideră defectarea maşinii electrice din cauza distrugerii izolaţiei în condiţii normale de serviciu.

Valabilitatea metodei adoptate a fost confirmată prin încercările efectuate asupra unor maşini electrice cu izolaţie clasa A.

S-a stabilit că durata de serviciu a materialelor organice pe bază de siliciu şi a celor peliculare, depinde de temperatură sub forma redată de relaţia următoare

$$\ln t = \frac{B}{T} + G.$$

Extrapolarea datelor experimentale pentru domeniul temperaturilor mai joase, a dat posibilitatea să se stabilească următoarele temperaturi admisibile de funcţionare continuă: pentru izolaţii pe bază de fibre de sticlă, mică şi lacuri organice (compuşi ai siliciului) 180°C; pentru izolaţii pe bază de fibre de sticlă impregnată cu lacuri organice (compuşi ai siliciului) 135°C; pentru izolaţie peliculară (triacetatceluloză) 110°C.

(Din „Electricestvo", nr. 10/1955, *Kalitvianski V.I.* şi *Kovalskaia A.V.*).

S.S.

CAUCIUCUL CONDUCTOR ÎN TEHNICĂ. PROPRIETĂŢI, UTILIZĂRI GENERALE ŞI SPECIALE

621.315.616.1 :621.3

După ce arată că, conductibilitatea amestecului de cauciuc şi negru de fum se obţine prin formarea (sub influenţa temperaturii sau prin procedee speciale) a unor lanţuri de cărbune, autorul descrie proprietăţile electrice şi mecanice ale cauciucului, întrevăzînd posibilitatea confecţionării, în viitor, a rezistenţelor cu coeficient de temperatură foarte mic.

Cauciucul conductor se utilizează în următoarele scopuri:

— pentru înlăturarea sarcinilor electrostatice care intervin datorită frecării la maşini (în special la cele montate în încăperi prezentînd pericol de incendiu sau explozie) la automobile şi avioane;

— pentru prevenirea apariţiei unor gradienţi de tensiune prea mari în izolaţia cablurilor;

— pentru protecţia cablurilor cu manta de plumb, îngropate în pămînt, contra corodării electrolitice;

— pentru confecţionarea cablurilor de înaltă tensiune ale tuburilor pentru aparate Röntgen;

— pentru confecţionarea rezistenţelor de laborator solicitate la impulsuri de curent precum şi pentru modulare şi redresare în electronică;

— pentru metrologie şi tehnica reglajului.

(Din Bull. A.S.E tom.46, nr. 22/1955, *S. de Meij*).

V.I.

Tracţiune electrică

LOCOMOTIVE DE MINĂ FUNCŢIONÎND CU LINIE AERIANĂ, BATERIE, MIXT ŞI TAMBUR DE CABLU

621.335.3 : 622.625.28.83

Tipurile de locomotive de mină existente astăzi, după specificul exploatării sînt:

— locomotive cu linii aeriene fără protecţie antigrizutoasă;

— locomotive cu baterii de acumulatori cu protecţie antigrizutoasă;

— locomotive mixte (cu linie aeriană şi baterie de acumulatori) cu protecţie antigrizutoasă;

— locomotive cu tamburi de cablu.

Factori diferiţi influenţează construcţia, greutatea de serviciu, puterea şi distanţa de frînare a locomotivelor. Sînt date formule de calcul pentru forţa de tracţiune, putere, sarcină de remorcare, greutatea locomotivei, solicitarea motoarelor şi bateriei, cifre admisibile de exploatare pe strat, cantităţi de exploatare şi dependenţa consumului de Wh a consumatorului în funcţie de lungimea traseului.

De asemenea sînt descrise construcţii noi de locomotive şi aparate. Diagramele şi formulele pentru calculul frînării arată dependenţa între distanţa de frînare maximă admisă şi greutatea locomotivei, a vitezei şi a energiei cinetice a trenului.

Fotografiile din text dau o imagine a evoluţiei actuale în construcţia locomotivelor, cu multiplele ei cerinţe în privinţa tehnicii securităţii şi exploatării raţionale.

(Din A.E.G.Mitteilungen, nr. 9/10-1955, *F.Rex*).

W.L.

Electrocăldură

CUPTOARE ELECTRICE CU REZISTENŢA

621.365.3/4

Autorul expune sumar tipurile de cuptoare cu încălzire directă prin rezistenţă, după care arată amănunţit diversele tipuri de cuptoare cu încălzire indirectă, prin rezistenţă, în care căldura este transmisă obiectului de tratat, prin radiaţie şi convecţie.

Se arată că una din greutăţile întîmpinate de constructor este că, în proiectare nu poate admite, la temperaturi, un coeficient de siguranţă, fără a atrage inconveniente serioase

în exploatare; în continuare se arată în ce constau aceste inconveniente.

În expunere se menţionează că pentru temperaturi de 1200°C se întrebuinţează curent conductori de crom-fier-aluminiu, care au inconvenientul de a deveni casanţi, puţin timp după funcţionare; se recomandă, acolo unde este posibil, a fi înlocuiţi cu crom-nichel. Pentru obţinerea de temperaturi pînă la circa 2400°C, se utilizează corpuri încălzitoare din molibden sau wolfram, sub vid, pentru a evita oxidarea. Temperaturi pînă la 3000°C se obţin prin electrozi tubulari de grafit, în interiorul cărora se află şarja de topit.

In continuare se expune repartiţia de căldură ca şi utilizarea acţiunilor chimice în cuptoare, pentru diverse scopuri; se citează utilizarea şi caracteristicile unor cuptoare.

Într-un capitol, în continuare, sînt descrise cuptoarele de recoacere pentru înlăturarea tensiunilor mecanice provenite din sudură. Se arată, ca exemplu, un cuptor cu platformă mobilă, de 960 kW cu dimensiunile : 3,3 x 3,3 x 11 m, 980°C, pentru recoacerea cazanelor şi diverselor părţi constructive pînă la 40 t. Atît cuptorul cît şi platforma mobilă sînt echipate cu corpuri încălzitoare în aşa fel, încît printr-un perete despărţitor poate fi utilizată numai jumătate de cuptor pentru piese pînă la 20 t.

Într-un alt exemplu se arată un cuptor de 1,2 MW, 1000°C cu o gură de 6 m lăţime, cu 0,9 m înălţime de 21 m, pentru tratarea termică a ţevilor turnate prin centrifugare; acest cuptor are o capacitate de recoacere lunară de 1800 t.

În încheiere, autorul expune unele puncte de vedere economice, citînd un exemplu în care se arată capacitatea, energia întrebuinţată de cuptorul cu rezistenţă şi cuptoarele de inducţie, se arată factorii care pot influenţa rentabilitatea unei instalaţii de cuptoare şi se redau în diagrame puterile, energia întrebuinţată şi spaţiul de amplasare necesar la cuptoarele de inducţie de joasă frecvenţă şi cele cu rezistenţă pentru încălzirea a 0,45 t/h la 500°C a unor blocuri de aluminiu.

(Din ETZ, B, nr.2/1956, pag. 61—66, *Wolfgang Weilbrecht*) *M.P.*

EVOLUŢIA CUPTOARELOR CU ARC ŞI A REGLARII ELECTROZILOR

621.365.21.078

Necesitatea oţelurilor a dus la construcţia cuptoarelor electrice cu arc, cu capacităţi pînă la 120 t şi puteri pînă la 36 MVA. Autorul face o expunere a celor două tipuri uzuale de construcţie de cuptoare : 1) cu capac ridicător şi pivotant, 2) cu capac ridicător şi deplasabil lateral şi, în continuare, menţionează existenţa de 25 de ani în S.U.A. a unui cuptor de 100 t, de formă ovală, cu 6 electrozi şi doi transformatori; ulterior, renunţîndu-se la cuptoare rotunde cu 3 electrozi. Limita puterii de 35 MVA la cuptorul cu arc, cu 3 electrozi a fost atinsă graţie posibilităţii de realizare a electrozilor cu diametre de 600 mm şi a majorării tensiunii arcului, succesiv de la 300 V—350 V—400 V şi în ultimul timp la 500 V. În prezent, la cuptoarele mici, puterea maximă este de 500 kVA/t iar la cele mijlocii şi mari, respectiv de 400 şi 300 kVA/t. În continuare, după consideraţiuni generale asupra reglării electrozilor, în care

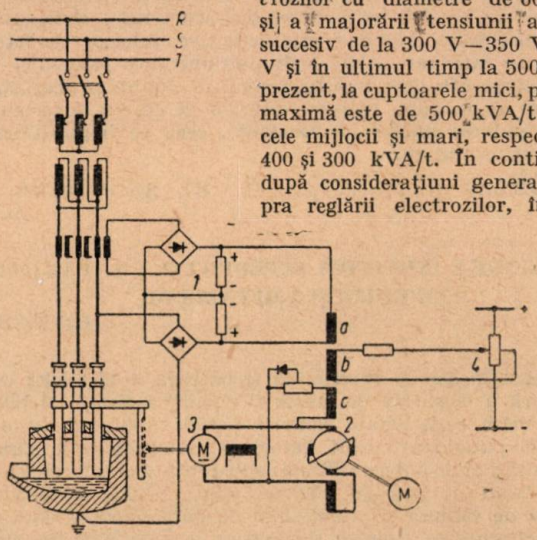


Fig. 2. Schema de conexiune a reglării amplidinei

1 — element de măsură; *2* — generatorul amplidinei; *3* — motorul de acţionare a electrozilor; *4* — rezistenţă comandată manual.

autorul arată importanţa timpilor de reglaj, în special raportul între timpul de accelerare şi cel mort, se arată cele două sisteme pentru reglarea electrozilor : hidraulic şi electromotoric, cu proprietăţile fiecărui sistem în care se arată avan-

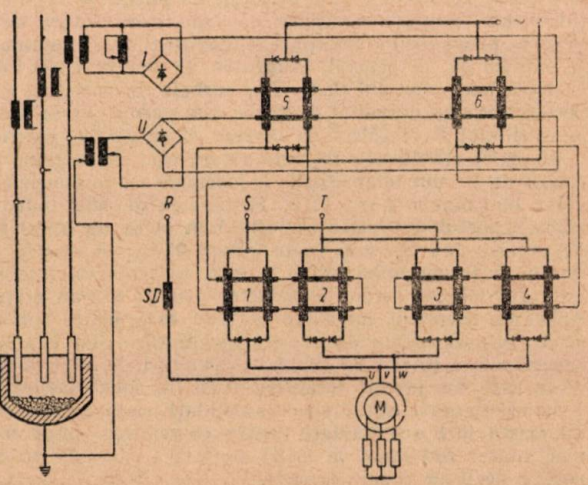


Fig. 3. Schema de conexiune a reglării cu amplificator magnetic

M — motor trifazat; *1, 2, 3, 4* — grupuri de amplificatori principali; *5* şi *6* — preamplificatori; SD — bobină de şoc.

tajele sistemului hidraulic, prin timpii morţi reduşi. Se examinează sistemul hidraulic cu perfecţionările din ultimii ani, prin adaptarea unui regulator electric la sistemul hidraulic de comandă. (fig. 1 a, b). Se descrie regulatorul electric compus dintr-un sistem de bobine asociate, parcurse de curenţi proporţionali intensităţilor şi tensiunilor arcului la electrod şi se arată funcţionarea întregului sistem cu organele care reduc apreciabil timpii morţi în acţionarea electrozilor.

În sistemul de acţionare electromotoric care — cu toate avantajele sistemului hidraulic este cel mai răspîndit — se expune pentru reglajul electrozilor două sisteme care s-au dezvoltat în ultimii ani : reglarea cu amplidină şi reglarea cu

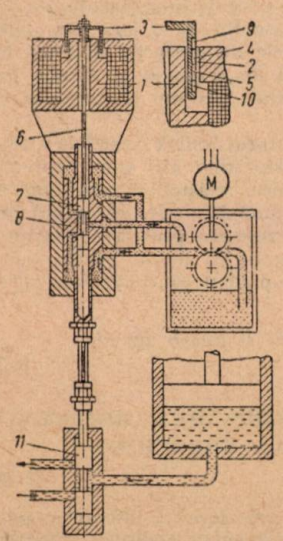


Fig. 1 *a* — Reprezentare schematică a regulatorului bobinei de cufundare pentru reglarea electrozilor

1 — magnet în formă de oală; *2* — interstiţiu (spaţiu de aer); *3* — corp de aluminiu în formă de clopot; *4* şi *5* — înfăşurări de măsură; *6* — bielă; *7* — piston; *8* — piston secundar; *9* şi *10* — bobine cu arc; *11* — vană hidraulică.

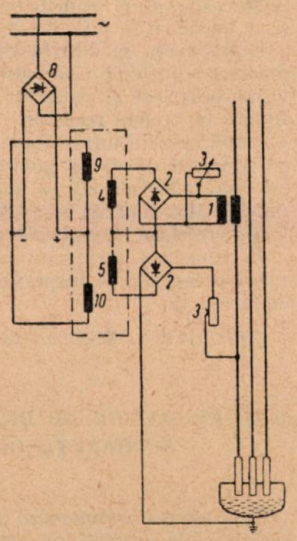


Fig. 1 *b* — Schemă de conexiune a regulatorului bobinei de cufundare

1 — transformator de curent; *2* — redresor uscat (element de măsură); *3* — rezistenţă; *4* şi *5* — bobine de măsură; *8* — redresor; *9* şi *10* — bobine cu arc.

amplificator care utilizează principiul grupului Leonard (fig.2). În reglarea cu amplificator magnetic se arată principiul utilizat în care preamplificatorii influenţaţi de intensitatea şi tensiunea electrodului, comandă motorul asincron, pentru deplasarea electrodului, într-un sens sau altul (fig. 3).

În încheiere, autorul expune avantajele reglării cu timp mort redus şi cu viteză mare de deplasare a electrodului; restabilirea sarcinii totale în cel mai scurt timp, declanşarea întrerupătorului automat prin acţionarea releelor de intensitate se face rar, astfel încît continuitatea procesului nu este întreruptă prin aceasta, timpul de topire se scurtează. Inafară de aceasta, evitarea şocurilor de curent importante, reduc puterea bobinei de reactanţă, ceea ce îmbunătăţeşte factorul de putere.

(Din ETZ,B, nr. 2/1956, pag. 41 — 47, *Albert Driller*).

M.P.

INCALZIREA INDUCTIVA SUPERFICIALA ŞI PARŢIALA A FIERULUI ŞI A METALELOR

621.365.511

Pentru încălzirea superficială şi parţială a metalelor este necesară o densitate de putere (kW/cm²) ridicată. Metalele cu o mare rezistivitate electrică permit aplicarea de densităţi de puteri foarte mari. Autorul expune ordinea de mărimi a densităţilor de putere utilizate pentru tratamentul metalelor; astfel s-au obţinut 20 kW/cm² adică 17 000 kcal/h,cm². Fluxul de căldură şi profunzimea de pătrundere variază cu conductibilitatea calorică şi electrică a metalului. Metalele cu o mare conductibilitate calorică şi electrică se pretează foarte prost la încălziri locale. Se arată că pentru obţinerea densităţii de putere dorită este important să nu fie depăşite anumite limite inferioare, în dimensiunile piesei şi aceasta în raport cu profunzimea. În continuare se arată influenţa formei inductorului asupra piesei de tratat, în special la benzile de oţel. O deosebită importanţă are variaţia temperaturii în materialul de tratat. Se arată curba temperaturilor la o placă de oţel pentru 5 densităţi de putere şi unele consideraţiuni asupra condiţiilor de laborator pentru determinarea prin calcul a variaţiilor temperaturilor. În continuare se expune că, în general, densitatea de putere scade brusc la depăşirea punctului Curie. Din curbele de variaţie a temperaturilor s-au dezvoltat diagrame care permit să se determine timpul de încălzire la diverse densităţi de putere.

Se arată rezultatele obţinute cu un oţel de secţiune circulară de 30 mm diametru la 3 încercări cu profunzime de călire de 1 mm la f = 2 MHz. Randamentul unui inductor, adică raportul de putere dezvoltată în piesa de tratat faţă de puterea inductorului poate atinge 95%; el variază puternic cu forma inductorului şi felul tratamentului termic. Se arată felurite forme de inductor pentru scopuri diverse. Aplicarea încălzirii inductive parţiale este foarte variată: de la tratarea roţilor dinţate şi a şuruburilor pînă la călirea superficială a şinelor de ghidaj la strunguri, la sudarea unor piese care nu permit încălzirea decît în locul sudurii. În încheiere se arată că în timp ce la instalaţii cu medie frecvenţă nu există nici o dificultate pentru conectarea simultană a mai multor inductori, la înaltă frecvenţă, aceasta nu este posibil decît în cazuri speciale.

(Din ETZ—B, nr. 2/1956, pag. 51—55, *Georg Iakbusch*)

M.P.

Iluminat

IN PROBLEMA CADERII OPTIME A LUMINII

628.972

Calitatea iluminatului depinde de mai mulţi factori, unul dintre cei mai importanţi fiind direcţia de cădere a luminii.

Pînă în prezent se obişnuia să se instaleze lămpile în mijlocul încăperilor. Acest obicei datează din timpul lămpilor cu petrol, care dînd o lumină slabă erau aşezate pe masă. La introducerea gazului, lămpile au fost aşezate deasupra mesei, iar cînd lumina electrică a înlocuit gazul, lămpile au fost transformate în consecinţă, ocupînd însă acelaşi loc În ultima vreme, lămpile fluorescente s-au introdus din ce în ce mai mult şi au fost plasate — în mod greşit — tot în mijlocul încăperilor.

Actualmente se tinde ca lumina artificială să imite cît mai mult lumina zilei, atît sub aspectul culorii cît şi a intensităţii şi direcţiei. Una dintre soluţiile folosite astăzi este plasarea unui şir de lămpi la colţul tavanului, de preferinţă deasupra ferestrelor.

După un scurt studiu asupra calităţii iluminatului şi asupra influenţei direcţiei din care vine lumina, se examinează problema iluminatului în diferite încăperi, spre exemplu vitrine, galerii de artă, săli de comandă şi control prevăzute cu panouri cu instrumente.

Articolul se încheie cu expunerea problemei iluminatului meselor de operaţie, arătînd că, în special, în acest caz se ivesc o serie de probleme optico-fiziologice de care trebuie, în general, ţinut seama în practicarea iluminatului.

(Din ETZ, vol. 7, caiet 9, sept. 1955, pag. 325, *Walter Sinn* şi *Alferd Metzeler*).

N.K.

Coroziunea cablurilor şi canalizaţiilor

PROTECŢIA ELECTRICĂ IMPOTRIVA COROZIUNII CABLURILOR ŞI CANALIZAŢIILOR ÎNGROPATE IN PĂMÎNT

620.197,5

Protecţia cablurilor şi canalizaţiilor împotriva coroziunii prin curenţi de dispersie, prezintă o mare importanţă economică. Metodele moderne de protecţie care se folosesc pe scară din ce în ce mai largă, sînt metodele de protecţie electrică .

În articolul pe care îl recenzăm, autorul se ocupă atît de bazele teoretice ale acestor metode cît şi de aplicarea lor practică.

După o scurtă expunere a coroziunii metalelor prin elemente locale şi a protecţiei prin aplicarea unui potenţial catodic, se discută mărimea acestui potenţial protectiv pentru fier şi plumb, în funcţie de pH-ul electrolitului.

Se arată apoi, pe scurt, coroziunea prin curenţi de dispersie, punînd în evidenţă apariţia zonelor catodice, neutre şi anodice, în ipoteza că distribuţia potenţialului şinei faţă de sol şi a canalizaţiei faţă de sol, ascultă de o lege parabolică.

După aceea se descriu tipurile de protecţie electrică împotriva coroziunii prin curenţi de dispersie şi anume drenajul polarizat şi drenajul forţat, precum şi protecţia catodică cu anode reactive.

După această introducere, autorul indică o metodă grafică cu ajutorul căreia se poate determina atît tipul protecţiei cel mai adecvat, cît şi mărimea rezistenţei conexiunii de drenaj. Mai departe, se arată, modul în care se asigură protecţia reţelelor învecinate cu reţeaua protejată electric.

În încheiere, se prezintă aparatajul folosit pentru măsurarea curenţilor de dispersie şi pentru controlul instalaţiilor de protecţie.

(Din ETZ-A, 77/1956, nr. 5, *Heinrich Riedel*).

G.M.

METODE RAPIDE DE DETERMINAREA REZISTENŢEI SUPRAFEŢELOR LA COROZIUNE

620.109

Cunoaşterea comportării la coroziune a diferitelor părţi metalice ale instalaţiilor, sub influenţa condiţiilor climatice, sau a factorilor agresivi ai atmosferei, este o problemă de o deosebită importanţă din punct de vedere al exploatării sigure şi rentabile a acestor instalaţii. În acest scop, există diverse metode de încercare atît a corodibilităţii diferitelor materiale, cît şi a eficienţei metodelor de protecţie. Totuşi, în prezent, efectuarea acestor încercări necesită o perioadă de timp destul de lungă, pentru a se putea trage o concluzie corectă.

Autorul articolului consideră că este necesar să se pună la punct metode rapide de încercări, capabile să determine într-un timp scurt, eficacitatea diferitelor metode de protecţie folosite.

(Din ETZ-A, 77(1956) nr. 5, *Wilhelm Kerth*).

G.M.

POTENŢIALUL FAŢĂ DE SOL AL CANALIZAŢIILOR PROTEJATE PRIN METODA DRENAJULUI

620.197.5

Metoda drenajului electric, aplicată în diferite variante, este folosită din ce în ce mai mult, pentru protecţia reţelelor subterane împortiva coroziunii,

Autorul articolului a constatat cu prilejul determinărilor făcute pe o canalizaţie de gaz, protejată prin metoda drenajului, că deşi în urma stabilirii conexiunii de drenaj, canalizaţia devine negativă faţă de sol, ea continuă totuşi să rămînă pozitivă faţă de şina de tracţiune.

Se arată că prin folosirea metodei de calcul bazată pe ecuaţiile telegrafiştilor, această contradicţie nu poate fi rezolvată pe cale matematică.

Autorul îşi exprimă părerea că această contradicţie se datorează faptului că în aplicarea metodei de calcul sus arătată, se consideră că schimbul de curenţi are loc exclusiv pe o direcţie perpendiculară pe canalizaţie. Mai departe, el susţine că dacă s-ar ţine seama că în general curentul de schimb canalizaţie-sol are şi o componentă longitudinală, s-ar putea explica teoretic această contradicţie aparentă.

Fără a aborda calculul riguros al distribuţiei spaţiale a cîmpului de curenţi, autorul îşi sprijină afirmaţia de mai sus pe o considerare teoretică a fenomenului şi pe verificări pe modele. De asemenea se aduc în sprijinul acestei păreri şi două exemple de determinări şi măsurători efectuate pe teren.

(Din ETZ-A. 77(1956) nr. 5, *Walther von Baekmann* şi *Karl Thalhofer*).

G.M.

ÎNCERCĂRI PE MODELE REFERITOARE LA EFICACITATEA JONCŢIUNILOR IZOLANTE, IMPOTRIVA COROZIUNII PRIN CURENŢI DE DISPERSIE

620.197.5

Printre metodele folosite pentru protecţia cablurilor şi canalizaţiilor, împotriva coroziunii prin curenţi de dispersie, se numără şi folosirea mufelor sau joncţiunilor izolante.

Influenţa joncţiunilor izolante asupra distribuţiei cîmpului de curenţi de dispersie şi a potenţialelor, este foarte greu de cercetat atît datorită neomogenităţii solului, cît şi fluctuaţiilor curenţilor de dispersie.

Ignorarea influenţei exercitată de joncţiunile izolante a avut drept rezultat, considerarea acestui mod de protecţie ca inutil sau chiar periculos. Deşi această problemă există de douăzeci de ani, totuşi pînă în prezent ea nu a fost cercetată. În ultimii ani, însă, extinderea metodelor de protecţie catodică a reţelelor subterane a deschis noi perspective de utilizare a joncţiunilor izolante.

Autorul articolului a întreprins o serie de cercetări experimentale pe modele, în scopul determinării influenţei joncţiunilor izolante asupra dispersiei curentului în sol şi asupra distribuţiei potenţialelor.

În urma acestor experienţe s-au tras următoarele concluzii :

a) Prin secţionarea cablurilor sau a canalizaţiilor prin joncţiuni izolante, se micşorează expunerea acestora la coroziune.

b) Prin izolarea reţelelor pe o porţiune limitată din jurul joncţiunii izolante, se obţine o reducere şi mai accentuată a pericolului de coroziune.

c) În cazul cînd izolaţia este slabă, sau deteriorată, la cele două feţe ale joncţiunii izolante apare o diferenţă de potenţial al cărei rezultat poate fi corodarea cablului sau canalizaţiei legate la faţa anodică a joncţiunii. În aceste cazuri este necesară folosirea protecţiei catodice.

În ultima parte a articolului, autorul prezintă un exemplu practic, în care introducerea joncţiunilor izolante pe o canalizaţie supusă unor coroziuni grave, a avut drept rezultat micşorarea sensibilă a curenţilor care circulau în canalizaţie.

(Din ETZ-A, 77(1956) nr. 5, *Walther von Baekmann*, *Rulf Buckel* şi *Karl Thalhofer*).

G.M.

COMPORTAREA ÎN INSTALAŢIILE DE PROTECŢIE CATODICĂ A ANODELOR DE FIER, AŞEZATE ÎN PATURI DE COCS

620.197.5

Potenţialul catodic necesar protecţiei catodice a metalelor împotriva coroziunii, se poate obţine fie prin folosirea unor anode reactive de zinc sau magneziu, fie prin surse exterioare de curent.

În ambele cazuri este necesar ca anodele să fie îngropate în sol într-un pat conductor, constituit dintr-un material adecvat. Această problemă a fost studiată în detaliu, pentru anodele de zinc şi de magneziu. În ceea ce priveşte însă anodele de fier, folosite pentru protecţia catodică prin surse exterioare, ea nu a fost încă abordată.

În scopul determinării eficacităţii patului de cocs asupra duratei de funcţionare a anodelor de fier, autorul articolului a făcut o serie de determinări de laborator în care a studiat comportarea anodelor de fier aşezate într-un pat de cocs atît în soluţie $n/10$ de clorură de sodiu cît şi în sol.

Aceste experienţe au arătat că prin folosirea patului de cocs durata anodelor de fier creşte între 17,5 ori şi 49,3 ori.

Determinările au pus în evidenţă faptul că variaţii ale diametrelor granulelor de cocs, cuprinse între 2—15 mm, nu prezintă o importanţă esenţială. Dimpotrivă, folosirea cocsului sub formă de praf, are drept rezultat atacarea puternică a anodelor de fier.

(Din ETZ-A, 77(1956)nr. 5, *Heinrick Klas* şi *Gerhard Heim*).

G.M.

PROBLEMELE COROZIUNII ÎN EXPLOATAREA TRAMVAIELOR DIN HAMBURG

620.197.5 : 625.62(43—2,2)

În acest articol se descriu măsurile luate în timp de 16 ani, în scopul micşorării dispersiei în sol, a curenţilor din reţeaua de tramvaie din Hamburg.

Printre diferitele măsuri decisive, cum ar fi continua îmbunătăţire a căii de rulare şi a stării ecliselor, creşterea numărului substaţiilor etc. sînt de remarcat rezultatele pozitive obţinute prin folosirea frînării electrice. Frînarea electrică are drept rezultat reducerea la 1/7 a prafului metalic, care constituie una din cauzele sporirii conductanţei dintre şină şi sol.

(Din ETZ-A, 77(1956) nr. 5, *Alfred Kniffler*).

G.M.

Electrocomunicaţii

APLICAREA *Q*-METRULUI INTR-O SCHEMA PENTRU MASURAREA FACTORILOR DE CALITATE REDUŞI

621.317.374

Pe baza transformării circuitelor electrice active conţinînd surse de curent şi a studiului rezonanţei simple de curent, se arată că formulele de bază pentru calculul capacităţii şi factorului de calitate sînt valabile nu numai pentru factorii de calitate înalţi, ci şi pentru cei reduşi.

În scopul lărgirii, limitelor de măsură, se recomandă găsirea puterii curentului de măsură şi mărirea sensibilităţii voltmetrului *Q*-metrului.

Se arată că părerea răspîndită, cu privire la valabilitatea schemei şi formulelor de calcul ale *Q*-metrului numai pentru măsurarea factorilor de calitate înalţi, nu este întemeiată şi că această schemă poate fi aplicată pentru măsurarea proprietăţilor electrice ale semiconductorilor pentru care unghiul de pierderi depăşeşte 45°, cu condiţia modificării corespunzătoare a parametrilor circuitului şi aparatelor de măsură.

Se acordă o deosebită atenţie influenţei parametrilor şi erorilor introduse de schema de măsură asupra rezultatului măsurătorii.

Se fac recomandări pentru reducerea erorilor condiţionate de influenţa parametrilor paraziţi şi a aplatizării curbei de rezonanţă.

(Din „Electricestvo", nr. 11/1955, *A. V. Netuşil*).

S.S.

O METODĂ GRAFICĂ DE ANALIZĂ A SISTEMELOR NELINIARE FUNCŢIONÎND ÎN REGIM ARMONIC

621.373.421

Marea majoritate a sistemelor reale sînt neliniare, dacă variabila independentă variază suficient de mult. Astfel bobinele cu fier se saturează, caracteristicile tuburilor nu mai pot fi aproximate prin linii drepte, şi la intensităţi suficient de mari de curent, nici chiar conductorii metalici nu mai ascultă de legea lui Ohm. Astăzi se cunosc numeroase materiale care sînt neliniare: feritele, thirita etc. Tuturor circuitelor conţinînd astfel de materiale nu li se mai poate aplica metodele liniare de calcul cum ar fi, de exemplu, utilizarea transformatei Laplace — atît de utilă în studiul sistemelor liniare. Din această cauză s-au elaborat mai multe metode de analiză a sistemelor neliniare. Metodele sînt cunoscute din literatura de specialitate şi sînt legate de numele lui Poincaré, Liapunoff, van der Pol etc. Ca şi marea majoritate a metodelor clasice şi metoda de faţă dă numai fundamentala regimului periodic care se stabileşte într-un astfel de circuit.

În esenţă metoda presupune că fundamentala într-un circuit cu elemente neliniare se comportă ca o impedanţă liniară variabilă. Soluţia se obţine prin metode grafice, urmînd metoda lui Kryloff şi Bogoliuboff, care au dat o formulă pentru impedanţa liniară echivalentă cu o impedanţă neliniară. În articol se dau expresiile elementelor echivalente cu un rezistor neliniar şi la fel pentru capacitori şi inductori neliniari. Experimental caracteristica elementului neliniar se determină experimental, aplicîndu-i o f.e.m. sinusoidală şi cu un analizor electronic observînd numai fundamentala. Intersectînd această caracteristică cu familia de caracteristice ale sistemului liniar se obţin punctele de funcţionare posibilă ale sistemului neliniar.

Metoda este exemplificată prin studierea circuitelor serie conţinînd inductori saturaţi şi chiar sisteme cu reacţii, cum ar fi un oscilator RC cu defazaj, la care în bucla de reacţie se introduce ca element neliniar, fie cu tirită, fie cu diode.

(Din Proc. I.R.E. v. 43 (1955)nr. 6, *Domenic Barbiere*)

E.N.

DISTORSIUNILE NELINIARE ŞI STABILITATEA SCHEMELOR REFLEXE

621.3966 : 21.59.094.3

Pînă în prezent schemele reflexe nu au fost prea mult studiate atît din punct de vedere practic cît şi teoretic. Folosirea schemelor reflexe permite micşorarea numărului de tuburi în aparatul de radio şi de aici micşorarea greutăţii, gabaritului şi costului aparatului de radio. Esenţialul este ca etajul reflex să nu dea distorsiuni neliniare şi să aibe stabilitate.

În articol sînt analizate distorsiunile neliniare în circuitul anodic cu redresare a schemelor reflexe cu un tub şi cu două tuburi.

Stabilitatea schemelor reflexe se socoteşte după calitatea fenomenului tranzitoriu.

Schemele reflexe sînt larg întrebuinţate în aparatele de radio. Totuşi, posibilităţile acestor scheme nu se utilizează în întregime.

Lucrarea de faţă arată că printr-o alegere nimerită a etajelor reflexe şi a regimurilor de lucru se pot obţine foarte mici distorsiuni neliniare. După cum reiese din articol, cea mai bună schemă este aceea cu două tuburi care prezintă pe lîngă o bună stabilitate şi un efect minim de redresare anodică.

Justa utilizare a schemelor reflexe reduce numărul de tuburi în aparatul de radio la unul sau două fără înrăutăţirea factorilor electrici ai aparatului.

(Din „Radiotehnica" nr. 1, vol. XI, *Cernov I.A.*).

E.M.

DISTORSIUNILE IMPULSURILOR TELEGRAFICE LA INTERACŢIUNEA PARAZIŢILOR DE FLUCTUAŢIE IN SISTEMUL DE MODULAŢIE DE FRECVENŢA

621.294.094 : 621.376.3

Se demonstrează formula pentru rezultanta variaţiei de frecvenţă la transmiterea semnalelor cu frecvenţă modulată şi interacţiunea paraziţilor de fluctuaţie şi se determină distorsiunile medii pătrate ale duratei impulsurilor telegrafice. Se arată dependenţa distorsiunilor medii pătrate de lărgimea benzii de trecere a filtrului, raportul ei la deviaţiile de frecvenţă şi viteza de telegrafiere.

Se determină raportul optim al lărgimii benzii de trecere a filtrului emiţătorului la deviaţiile de frecvenţă, care asigură distorsiuni medii pătrate minime la interacţiunea paraziţilor de fluctuaţie.

(Din „Radiotehnica", nr. 3, *Zinguvenko A.M.*)

E.M.

UN NOU TIP DE OSCILATOR CU CRISTAL DE CUARŢ

621.373.421.13

Problema oscilatorilor cu cuarţ formează încă obiectul unor studii legate de necesitatea realizării unor oscilatori de frecvenţă cît mai stabilă — necesari standardelor primare de frecvenţă. Circuitul nou propus utilizează o pentodă montată ca amplificator, la care între intrare şi ieşire se realizează o reacţie selectivă cu o celulă de filtru trece jos, în ramura inductivă fiind montat şi cristalul de cuarţ. Caracteristic pentru acest tip de oscilator care face parte astfel din categoria oscilatorilor cu defazaj — este faptul că cristalul de cuarţ lucrează pe armonica a cincea.

Pentru a se realiza toate dezideratele corespunzînd unui standard primar de frecvenţă, oscilatorul în cauză este completat cu cîteva anexe şi anume: un dispozitiv pentru controlul automat al amplitudinii oscilaţiilor şi un circuit de ieşire. De asemenea s-au luat precauţii pentru eliminarea oscilaţiilor care s-ar produce pe frecvenţe nedorite, cum ar fi pe fundamentala cristalului de cuarţ sau pe alte armonice decît cea fixată.

Controlul amplitudinii oscilaţiilor se face electronic. Două etaje amplifică oscilaţii. Tensiunea amplificată este detectată de o diodă, iar tensiunea rezultată dă negativarea tubului oscilator. Tensiunea de ieşire se ia de la un tub separator, excitat după primul etaj de separare. Ieşirea se face în anodul ultimului tub.

Pentru a se evita variaţia frecvenţei prin variaţia capacităţii efective de intrare — care depinde prin efect Miller de amplificarea tubului — se utilizează o rezistenţă anodică cît mai mică.

Ca performanţe, noul tip oscilator realizează o stabilitate de ordinul 2 la 10^{10} pe intervale scurte de timp. Variaţia cu 10 % a tensiunii de alimentare provoacă variaţii de numai 1 la 10^9. Schimbarea tubului provoacă variaţii de ordinul lui 1 la 10^8.

(Din Proc I.R.E. v. 43 (1955) nr. 5 (mai). p. 596—603, *E. Fetch, J.O. Israel.*)

E.N.

OSCILATOR ELECTRONIC PARALEL

621.373.4.062.1

Prin oscilator paralel se înţelege un oscilator format din două unităţi simetrice, acordate electric şi care îşi variază simetric frecvenţa de acord, în jurul unei valori centrale. În modul acesta se pot obţine deviaţii de frecvenţă foarte mari. Această tehnică se poate utiliza la frecvenţe sub domeniul microundelor.

Faţă de alte procedee existente, oscilatorul paralel prezintă o serie de avantaje. Astfel faţă de tubul de reactanţă se

obţin excursii de frecvenţă mai mari. Faţă de oscilatorii cu ferite sau dielectrici saturabili prezintă avantajul lipsei buclelor de histerezis — şi nici nu este sensibil atît de mult la variaţiile de temperatură.

Oscilatorul paralel prezintă caracteristica că domeniul în care se poate acorda nu depinde de elementele care intră în schemă, ci de produsul cîştig — bandă al tuburilor utilizate. Astfel în principiu banda 1 Hz — 20 MHz poate fi acoperită la fel de uşor ca şi banda 20 — 40 MHz — ceea ce ilustrează că banda acoperită este independentă de frecvenţa centrală. În ceea ce priveşte excursia de frecvenţă, se pot realiza paralel oscilatori de un alt tip care să prezinte un raport 2 între frecvenţele extreme. Deci cu ei se pot acoperi domenii ca 500—1 000 Hz, sau 30—60 MHz.

In ceea ce priveşte amplitudinea oscilaţiilor, ea trebuie limitată la o valoare relativ mică spre a se evita apariţia distorsiunilor. Aceasta este un deziderat general, care trebuie respectat în special atunci cînd se proiectează oscilatori la care banda acoperită are extremităţile într-un raport mai mare de 2. Fenomenul se datoreşte saturării curentului de grilă şi placă.

Deoarece la acest tip de oscilator se lucrează pe puncte diverse ale caracteristicii unui tub, asigurarea stabilităţii de frecvenţă presupune asigurarea unor tensiuni de alimentare bine stabilizate.

Zgomotul acestui tip de oscilatori este analog celui de la sistemele modulate în frecvenţă, caracterizat printr-un spectru relativ îngust.

Pe modelele obţinute experimental s-au realizat deviaţii de ±15 MHz la o frecvenţă centrală de 30 MHz.

(Din Proc. I.R.E. v. 43(1955) nr.5 (mai) p. 589, *Stewart J.L.*).

E.N.

TRANSFORMAREA IMAGINILOR

771.317.9 :621.38

Problema transformării imaginilor prezintă un interes deosebit în ştiinţă şi tehnică. Astfel în televiziune se pune problema corectării imaginilor care au devenit prea flu prin procesul de transmitere şi propagare în radiografie apare necesitatea de a da un contrast mai mare fotografiilor etc. Toate aceste probleme se leagă, de asemenea, de problema importantă a recunoaşterii formelor obiectelor ca atare, în sensul că este necesar ca această corectare a imaginilor să se facă uneori reţinînd numai conturul unei imagini complexe, care apare ca o suprafaţă prezentînd tonuri de alb şi negru de diverse intensităţi. Chestiunea aceasta duce desigur la conexiuni mai profunde, legate de probleme de psihologie a configuraţiilor.

În ultimul timp s-au realizat dispozitive electronice care sînt capabile să efectueze operaţiile enumerate mai sus, în sensul că pot corecta imaginile, dîndu-le contrastele corecte, dimpotrivă accentuînd contrastele, sau eventual reţinînd în mod automat conturul imaginilor. Toate acestea prin metode pur electronice.

Problema trebuie privită dintr-un punct de vedere mai înalt, în sensul că ea apare legată de problema generală matematică a transformării funcţiilor de două variabile. În adevăr imaginea de transformat poate fi explorată în timp în mod uniform, iar cantitatea de lumină reflectată de fiecare punct al imaginii poate fi considerată ca funcţia dependentă de cele două variabile independente care fixează poziţia pe imagină, a punctului considerat. Transformările acestei funcţii trebuie să satisfacă anumitor considerente de ordin general: trebuie să fie omogene — deci insensibile la translarea axelor; izotrope — insensibile la rotirea axelor şi la inversarea lor; liniare — adică distributivă faţă de însumare şi comutativă faţă de înmulţirea cu o constantă. Toate aceste transformări sînt efectuate electronic. Problema contrastelor se leagă de modul în care variază tonul imaginii de la un punct la punctul vecin. Pentru a mări contrastul este suficient de a mări valoarea acestei derivate şi de a reconstitui apoi noua funcţie — deci noua imagine. Reţinerea conturului revine la sinteza unei noi imagini formată numai din punctele în care derivata imaginii iniţiale are o valoare mai mare decît o anumită valoare fixată.

Noua tehnică are aplicaţii şi în integrarea anumitor ecuaţii cu derivate parţiale.

(Din Proc. I.R.E. v. 43 (1956) mai, pag. 560—569 *Kevasznay L.M.G.* şi *Joseph H.S.*)

E.N.

CITEVA SOLUŢII INTERESANTE IN CONSTRUCŢIA TELEVIZOARELOR IN REPUBLICA CEHOSLOVACA

621.397.62

Datorită colaborării strînse dintre specialiştii de la Institutul de cercetări ştiinţifice în domeniul telecomunicaţiilor din Republica Cehoslovacă şi tehnicienii de la uzinele Tesla, din Strasnice, în timpul din urmă au fost realizate succese însemnate în domeniul construirii televizoarelor. Aceste succese au fost concretizate, de curînd, prin punerea în fabricaţie în serie a două noi tipuri de aparate — Tesla 4001 A şi 4002 A.

Deşi din punct de vedere al proprietăţilor electrice aceste aparate nu diferă, în general, de cele fabricate în mod curent, construcţia lor prezintă totuşi o serie de inovaţii ingenioase şi interesante.

Noile tipuri de televizoare sînt prevăzute cu tuburi miniatură, ceea ce a determinat o reducere a puterii absorbite cu 40—50 %, în comparaţie cu alte aparate similare.

La realizarea acestui receptor s-a acordat, de asemenea, o atenţie deosebită generatorului de deviaţie de linii. În acest circuit, transformatorul de deviaţie şi bobinele de deviaţie reprezintă piesele cele mai sensibile, atît la fabricaţie cît şi în timpul funcţionării. Deosebit de măsurile expuse mai sus, există o serie de condiţii privind concepţia arhitectonică a aparatului.

De toate aceste considerente s-a ţinut seama la elaborarea proiectului care, în cele din urmă, a fost realizat în producţie sub forma televizorului Tesla 4001 A.

Acesta este conceput ca un aparat pentru un singur canal şi cu amplificare directă. În prezent, cînd există foarte puţine ţări care să aibă mai mult decît un post emiţător de televiziune, montajul superheterodină atrage după sine o mărire inutilă a preţului de cost al aparatului. În acelaşi timp, prin montajul cu amplificare directă, manipularea aparatului este mult simplificată, deoarece acordul — care în majoritatea cazurilor este imperfect din cauza nepriceperii respectivului amator — este în întregime suprimat.

La simplificarea manipulării contribuie, de asemenea, şi un sistem auxiliar, utilizat pentru partea sonoră a receptorului.

Televizorul 4001 A este construit pentru recepţia emisiunilor Centrului de televiziune din Praga, a cărui frecvenţă purtătoare pentru imagine (49,75MHz) este modulată în amplitudine (modulaţie negativă) şi a cărui frecvenţă purtătoare pentru sunet (56,25 MHz) este modulată în frecvenţă (deviaţie maximă + 75 kHz).

Semnalul video demodulat este apoi amplificat într-un videoamplificator cu două etaje, prevăzut cu două tuburi 6 F 32 cu pantă mare.

La ieşirea din amplificatorul de radio şi video-frecvenţă apar trei tensiuni diferite:

— semnalul modulator pentru tubul catodic;
— semnalul pentru separatorul de sincronizare şi
— semnalul amplificat de 6,5 Mc/s pentru sunetul însoţitor.

În partea pentru imagine, se găsesc separatorul de semnale de sincronizare şi generatoarele pentru baleiaj vertical şi orizontal.

Tubul cu raze catodice Konescop 25 Q 20, al cărui ecran are un diametru de 25 cm, este prevăzut cu un dispozitiv de deviaţie magnetică. Unghiul de deviaţie este de 57°. Tubul conţine un dispozitiv de captare a ionilor, pentru evitarea petelor produse de ioni pe ecran. Tensiunea de lucru la cel de-al doilea anod este de 7—8 kV. Focalizarea spotului, de asemenea, magnetică, este realizată de o bobină de focalizare de aproximativ 380 amper-spire. Bobinele de deviaţie au o impedanţă redusă. Inductanţa acestor bobine este de 8,8 mH, iar cea a bobinelor pentru imagini este de 8,3 mH. Componenta audio, transmisă pe frecvenţa de 6,5 MHz este amplificată parţial în amplificatorul cu două etaje şi

transmisă receptorului de sunet, unde este din nou amplificată şi limitată. Demodularea este efectuată într-un discriminator de fază prevăzut cu un tub 6B 31. Curentul de joasă frecvenţă de la ieşirea din discriminator este apoi amplificat într-un audioamplificator prevăzut cu un tub 6 BC 32 şi un tub 6 L 31.

Întregul receptor este alimentat de celula de alimentare de la reţea. Aparatul este construit pentru curent alternativ cu tensiunea 120 sau 220 V. Consumul total al aparatului, la recepţia emisiunilor de televiziune, nu depăşeşte 150 VA.

Pentru a satisface cerinţele consumatorilor, televizorul tip 4001 A a fost completat cu un radioreceptor. În modul acesta a fost creat un nou televizor, tipul Tesla 4002 A. Spre deosebire de tipul descris mai înainte, acesta este prevăzut şi cu un întrerupător pentru partea de imagine, fapt care permite folosirea aparatului pentru recepţia programului sonor transmis cu modulaţia de frecvenţă de către postul de emisiune de televiziune, înafara timpului destinat pentru programele regulate de televiziune. De asemenea, pe lîngă recepţia programelor de televiziune şi a emisiunilor sonore cu modulaţie de frecvenţă, noul tip Tesla 4002 A este adaptat şi pentru recepţia programelor de radiodifuziune. Însfîrşit, pentru amatorii de muzică pe discuri, aparatul este prevăzut cu borne pentru conectarea unui picup pentru discuri normale sau cu microimprimare.

Pentru reglarea corectă a imaginii, aparatul este prevăzut cu dispozitive suplimentare, de reglaj montate pe unul din pereţii laterali ai cutiei. Acest sistem de construcţie permite o manipulare simplă şi o reglare uşoară fără a se influenţa aspectul general al aparatului.

Faptul că difuzorul cu diametrul mare a fost aşezat pe primul plan al aparatului îmbunătăţeşte considerabil impresia acustică directă a spectatorului în timpul vizionării scenelor de pe ecran.

(După KOVO export A/3/1955, ing. A. Lavante).

S.M.

DISPOZITIV SENSIBIL DE DIRECŢIE, UTILIZÎND FENOMENUL DOPPLER

621.396.96

Fenomenul Doppler — Fizeau a fost utilizat pe larg pentru detectarea ţintelor mobile şi pentru determinarea componentei radiale a vitezei relative a ţintei faţă de transmiţător. Metodele utilizate pînă în prezent nu permiteau însă să se determine sensul vitezei, adică nu permiteau a se şti dacă ţinta se apropia sau se depărta de emiţător. Aceasta deoarece dispozitivele utilizate nu puteau distinge între vitezele pozitive şi cele negative.

Teoretic direcţia mişcării poate fi obţinută determinîndu-se exact frecvenţa de întoarcere a semnalului, sau controlînd amplitudinea acestui semnal. În practică aceste metode nu pot fi aplicate. Astfel semnalul reflectat nu poate fi separat de cel emergent, spre a i se măsura frecvenţa, iar amplitudinea sa poate varia datorită schimbării unghiului de incidenţă al semnalului de sondaj.

Noua metodă propusă utilizează două semnale, defazate la 90°. Unul este semnalul de sondaj. Al doilea semnal este defazat cu 90° faţă de semnalul care se reflectă pe ţintă. Se poate arăta că acest defazaj de 90° care există între cele două semnale este pozitiv atunci cînd ţinta se depărtează şi este negativ cînd ea se apropie. În modul acesta se poate produce un cîmp învîrtitor magnetic sau electric. Sensul său de rotaţie depinde de sensul de mişcare al ţintei.

Aparatul realizat practic utilizează o singură antenă pentru emisie şi recepţie. Antena este excitată de un klistron şi un girator care serveşte la schimbarea planului de polarizare al undei. Giratorul este realizat cu ajutorul unei bare de ferit, dispusă în cîmpul magnetic al unei bobine ce o înconjoară.

Aparatul realizat permite a se măsura distanţa actuală dintre antenă şi ţintă — dacă se cunoaşte distanţa iniţială. El poate fi deci utilizat ca altimetru pentru avioane. Precizia realizată este foarte mare, o rotire a cîmpului învîrtitor corespunzînd la 1,5 cm dacă se lucrează în banda X.

(Din Proc. I.R.E. v. 43 (1955) nr. 6 *H.P. Kalmus*)

E.N.

CRONICA

Asupra scrierii mărimilor electrice

621.3.011 : 003.62

Într-un număr anterior al revistei *) s-au expus hotărîrile sesiunii CEI din Philadelphia, 1954, relative la adoptarea sistemului Giorgi raţionalizat. Aceste decizii formau obiectul rezoluţiei nr. 24. De o mare importanţă sînt şi hotărîrile cuprinse sub nr. 25 relative la simbolurile literale şi la semnele ce trebuie utilizate în scrierea mărimilor electrice, în special în tipărirea lor.

Astfel, pentru mărimile alternative se utilizează litere mici (x) pentru a nota valorile lor instantanee, litere majuscule (X) pentru a nota valorile eficace şi, litere mari sau mici cu indici pentru valorile maxime (de exemplu X_m, x_m, $\hat{X}$, $\hat{x}$). Vectorii se notează cu litere aldine cursive (A). Vectorii unitari se vor tipări cu aldine drepte (e). Indicatorii se vor scrie cu simbolurile de mai sus subliniate ($\underline{X}$). Indicatorii conjugaţi se vor nota cu acelaşi simbol ca şi indicatorul primitiv, căruia i se adaugă un asteric. Astfel, doi indicatori conjugaţi se vor scrie ($\underline{X}$) şi ($\underline{X}^*$).

Produsul scalar se va nota printr-un punct dispus pe linia de bază a celor doi vectori : **A.B**. Produsul vectorial prin semnul înmulţirii dispus între cei doi vectori : $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$. În modul acesta s-a renunţat definitiv la utilizarea parantezelor pentru produsele vectoriale şi scalare, ceea ce complica mult scrierea produselor multiple.

Ca simboli s-au adoptat : $\mathbf{B}_1$ (semn de rezervă J), pentru polarizarea magnetică sau „inducţie interioară". Pentru magnetizare s-a adoptat simbolul $\mathbf{H}_i$ (simbol de rezervă M). Potenţialul vector se simbolizează prin **A**, iar permeabilitatea relativă prin μ_r.

Un nou domeniu de activitate se deschide prin crearea unei liste de simboluri utilizate în formulele de electronică şi telecomunicaţii. O astfel de listă a fost dată comitetelor naţionale pentru a fi studiate.

Comitetele naţionale trebuie să răspundă secretariatului TC 25, pentru a-şi exprima părerea relativă la simbolurile ce trebuie adoptate în formule pentru vectorul Poynting şi densitate de curent, precum şi pentru simbolii unităţilor Gauss, decibel şi Neper.

Problema scrierii mărimilor electrice prezintă o mare importanţă deoarece astăzi s-a ajuns la o oarecare universalitate a anumitor simboluri literale şi nerespectarea într-un text a acestor convenţii duce la dificultăţi în înţelegerea textului respectiv.

Credem că printre problemele care trebuie standardizate, în primul rînd se află tocmai notaţiile. Această tendinţă firească de standardizare, trebuie să fie respectată şi la noi în ceea ce priveşte tipărirea mărimilor electrice şi este necesar ca editurile să ţină seama de aceste decizii internaţionale. Astfel, pe cînd Editura Academiei R.P.R. utilizează modul de scriere recomandat de CEI, alte edituri rămîn la un sistem vechi şi greoi, în care vectorii se notează tot cu litere cursive barate.

Credem că este necesar a se adopta oficial şi la noi acest mod de notare. Comisia de Stat a Standardizării şi Editura Tehnică, trebuie să discute şi să ia o hotărîre în problema scrierii mărimilor electrice.

Prof. ing. **Edm. Nicolau**

*) *„Cîteva hotărîri recente ale Comitetului electrotehnic internaţional"*. Electrotehnica, 3/1956, pag. 144.

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăsescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Androneseu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleț,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**

E 2040

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institutul de documentare tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

8

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

12 ani dela eliberarea patriei noastre 341
T. Tănăsescu: Controlul şi automatizarea reactorilor nucleari 342
G. Moisil: Protecţia catodică a reţelelor subterane 349
St. Grosu: Transformatori pentru electrificarea rurală 356
Edm. Nicolau: Introducere elementară în cibernetică 361
G. Ionescu: Unele particularităţi ale propagării în unde metrice 371
A. Roth: Izvoare noi de lumină : lămpile fluorescente format balon 378
DOCUMENTARE 382
CRONICĂ 384
BIBLIOGRAFIE 388

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

12 лет со дня освобождения нашей родины 341
Т. Тэнэсеску: Контроль и автоматизация ядерных реакторов 342
Г. Моисил: Катодная защита подземных сетей 349
Ст. Гросу: Трансформаторы для электрификации сел 356
Эдм. Николау: Элементарные введения в кибернетике 361
Г. Ионеску: Некоторые свойства распространения метрических волн 371
А. Рот: Новые источники света : светящиеся лампы формы Баллона 378
ДОКУМЕНТАЦИЯ 382
ХРОНИКА 384
БИБЛИОГРАФИЯ 388

SOMMAIRE

Page

12 ans depuis la libération de notre Patrie . 341
T. Tănăsescu : Le contrôle et l'automatisation des réacteurs nucléaires 342
G. Moisil: La protection cathodique des réseaux souterrains 349
St. Grosu: Transformateurs pour l'électrification rurale 356
Edm. Nicolau: Introduction élémentaire dans la kybernétique 361
G. Ionescu: Quelques particularités de la propagation en ondes métriques 371
A. Roth: Nouvelles sources de lumière : les lampes fluorescentes de format ballon . . 378
DOCUMENTATION 382
CHRONIQUE 384
BIBLIOGRAPHIE 388

INHALT

Seite

12 Jahre von der Befreiung unserem Lande . 341
T. Tănăsescu: Die Kontrolle und Automatiesierung der Kernreaktoren 342
G. Moisil: Katodenschutz unterirdischer Leitungsnetze 349
St. Grosu: Transformatoren für die Elektrifizierund auf dem Lande 356
Edm. Nicolau: Elementäre Einführung in die Kybernetik 361
G. Ionescu: Einige Fortpflanzungseigenheiten der Meterwellen 371
A. Roth: Neue Lichtquellen: Fluoreszenzlampen in Kolbenform 378
DOKUMENTIERUNG 382
CHRONIK 384
BUCHBESCHREIBUNG 388

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 8
AUGUST

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

12 ANI DE LA ELIBERAREA PATRIEI NOASTRE

In condițiile create de ofensiva armatelor sovietice eliberatoare, cu doisprezece ani în urmă, Partidul Comunist Romîn a organizat și condus insurecția armată și răsturnarea dictaturii fasciste.

Țara noastră eliberată, a ieșit din războiul de jaf și cotropire antisovietic și s-a alăturat coaliției antihitleriste.

De la actul istoric înfăptuit la 23 august 1944, poporul nostru, a înfăptuit schimbări adînci în viața politică și socială a țării.

Înfăptuind alianța dintre clasa muncitoare și țărănimea muncitoare, în frunte cu clasa muncitoare, a fost instaurat regimul de democrație populară, cucerirea cea mai de preț a poporului, și a fost înfrîntă împotrivirea cercurilor reacționare.

Cucerirea puterii politice de către clasa muncitoare, avînd ca aliat țărănimea muncitoare, trecerea principalelor mijloace de producție din industrie în proprietatea poporului, au dat posibilitatea unei dezvoltări nemaiîntîlnite a industriei și agriculturii, transformării Romîniei într-o țară industrial-agrară.

Dezvoltarea cu precădere a industriei grele și îndeosebi a industriei constructoare de mașini a constituit linia directoare a politicii economice a statului nostru. Astfel, au fost create în anii regimului democrat-popular ramuri noi industriale, printre care se numără și industria electrotehnică.

Dezvoltarea industriei grele a permis și creșterea producției bunurilor de consum popular.

Mărețul program de construire a economiei socialiste unitare elaborat de cel de al doilea Congres al partidului, pune în fața muncitorilor, tehnicienilor, inginerilor și oamenilor de știință sarcini importante.

In cel de al doilea cincinal, industria electrotehnică va trebui să asimileze produse de înaltă tehnicitate, va trebui să fabrice echipamentul necesar rețelelor de înaltă tensiune. Se impune realizarea fabricației echipamentului necesar pentru centralizarea electro-dinamică pe calea ferată, punerea în fabricație a unor sortimente de motoare sincrone care să asigure ridicarea factorului de putere. De asemenea pentru ridicarea factorului de putere va trebui să se lărgească sortimentul de compensatori de forță,

O atenție crescîndă trebuie să se acorde introducerii electrotehnologiei, folosirii aplicațiilor industriale ale curenților de înaltă frecvență. Totodată se va dezvolta introducerea automatizărilor; se vor produce centrale telefonice automate și elemente de bază pentru schemele de automatizare. O grijă deosebită se va acorda produselor electrotehnice de uz casnic.

La sate, politica statului nostru urmărește creșterea necontenită a producției agricole, transformarea socialistă a agriculturii.

Preocuparea de bază a statului democrat-popular este continua ridicare a bunei stări a maselor populare.

Poporul nostru luptă cu entuziasm pentru traducerea în fapt a planului de dezvoltare a economiei naționale, avînd convingerea că aceasta este singura cale a creșterii continue a nivelului său de trai material și cultural.

In condițiile deosebit de favorabile, create de regimul de democrație populară, oamenii de știință aduc o contribuție din ce în ce mai prețioasă la dezvoltarea științei și tehnicei în țara noastră și în patrimoniul culturii mondiale.

Aportul inginerilor și tehnicienilor din țara noastră este din ce în ce mai prețuit la reuniunile internaționale.

Principala sarcină care stă actualmente în fața noastră este concentrarea tuturor eforturilor spre înfăptuirea directivelor și hotărîrilor celui de al doilea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn, pentru făurirea economiei socialiste unitare.

Pe plan mondial, Republica Populară Romînă joacă un rol din ce în ce mai important, crescînd prestigiul ei în viața internațională. Astăzi, R.P.R. membră a Organizației Națiunilor Unite, este un factor activ în acțiunile internaționale de promovare a păcii și colaborării între state.

Țara noastră se mîndrește că este membră a familiei mari a țărilor sistemului socialist mondial în frunte cu U.R.S.S.

Oamenii muncii din țara noastră, privesc cu încredere viitorul, convinși că prin patriotismul și atașamentul lor ferm față de politica partidului și guvernului, vor spori succesele obținute în cinstea celei de a 12-a aniversări a eliberării patriei.

Țara noastră pășește cu hotărîre înainte pentru a aduce un aport crescînd la lupta pentru întărirea păcii mondiale, pentru socialism.

Controlul și automatizarea reactorilor nucleari

Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU
membru coresp. al Academiei R.P.R.

621.039.42—52

Se expun metodele de măsură ale elementelor caracteristice funcționării reactorului nuclear, metodele de telecomandă, cît și problemele de automatizări. Se exemplifică în cazul primei centrale atomo-electrice din U.R.S.S.

Descoperirea reacțiunii de fisiune nucleară și inventarea reactorului nuclear, deschide un cîmp larg cercetării științifice și aplicațiilor tehnice. Astfel, în ultimii 5 ani, au apărut numeroase studii și aplicații pașnice ale energiei nucleare, în energetică, industrie, biologie, medicină.

In țara noastră, se fac în acest an pregătiri pentru instalarea primului reactor, pe care îl primim din Uniunea Sovietică. In anii care urmează, este de prevăzut și instalarea altor reactori.

Se vor expune, în continuare, metodele de măsură ale elementelor caracteristice funcționării reactorului, metodele de comandă de la distanță și, însfîrșit, problemele de automatizare la reactori.

1. Generalități asupra reactorilor

Se știe că într-un reactor nuclear se produc fenomene de fisiune sau spargere a nucleelor de uraniu, atunci cînd un neutron pătrunde în nucleu. Rezultatul fisiunii este : apariția a două nuclee radioactive ale unor elemente cu greutate medie, apariția a 2—3 neutroni și apariția unor izotopi, radiații β și γ. Nucleele radioactive pornesc în spațiu cu viteze corespunzătoare unor energii cinetice totale medii de circa 160 MeV, care corespunde unei călduri degajate în reacțiune. Neutronii apar, de asemenea, cu energii medii de 2 MeV (14 000 km/s) dar viteza lor scade treptat, pînă la energii corespunzătoare sutimilor de eV, adică la viteze comparabile cu viteza moleculelor gazelor la temperaturi obișnuite. De aceea, acești neutroni poartă calificativul de termici (fig 1).

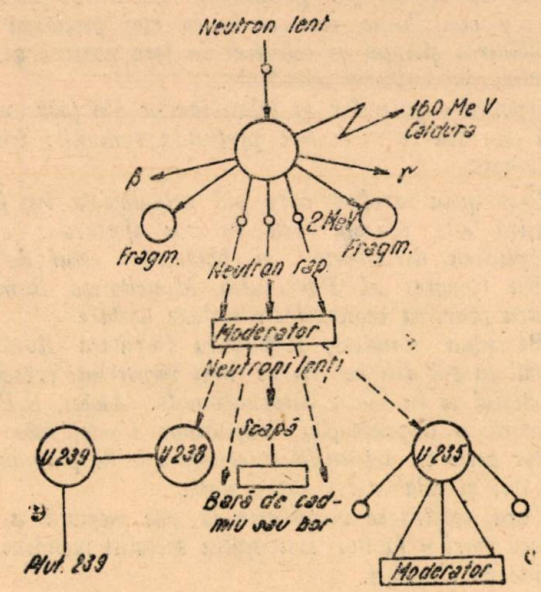


Fig. 1

Uraniul natural este un amestec de doi izotopi, unul de greutate atomică 235 și altul 238. Primul izotop U-235 este numai în proporție de 0,7 %. El este ușor fisionabil de neutronii lenți. Al doilea izotop, U-238 este fisionabil numai prin neutroni rapizi și aceasta cu mică probabilitate. De aceea U-235 este elementul util în reactori. Intr-un reactor procesul fisiunilor se întreține în lanț, deoarece se asigură neutronii necesari spargerilor nucleelor ; într-adevăr, la o fisiune dispare neutronul proiectil însă apar alți 2—3 neutroni care vor putea produce noi fisiuni. Se ține seama, că materialele din care se construiesc reactorii absorb și ele neutroni.

In mod obișnuit, în funcționarea unui reactor există un echilibru al neutronilor, un regim staționar de lucru. Cînd prin construcție, neutronii eliberați nu sînt absorbiți, ci ei determină fisiuni aproape în totalitatea lor, atunci reacțiunea crește în avalanșe și se ajunge la o explozie, la bomba atomică. Aceasta se întîmplă cînd avem o concentrare a materiei fisionabile, cînd o anumită cantitate de combustibil nuclear este concentrată într-un volum mic. Combustibilul introdus într-un reactor este uneori obținut din uraniu natural, după ce el a fost îmbogățit în U-235.

Dar U-238 poate prin captarea unui neutron să devină U-239, un element instabil care se transformă în Plutoniu 239.

Acest ultim element este și el fisionabil prin neutroni termici. Deci, și el poate fi utilizat drept combustibil în reactor. In anumite condiții, un reactor utilizînd uraniu natural poate în timpul funcționării să producă pe lîngă fisiunea U-235 și transformarea parțială a U-238 în Pu-239. La sfîrșit se scot barele de uraniu și prin separație chimică se extrage Plutoniu.

Intr-un reactor cu Plutoniu și U-238, consumul de plutoniu prin fisionare poate să fie mai mic decît producția de plutoniu din atomii U-238.

Atunci avem de-a face cu reactori regenerativi (breeder).

Reactorii pot servi la diverse scopuri : să producă plutoniu, să producă energie, să producă neutroni pentru cercetări ştiinţifice şi să aducă date experimentale pentru perfecţionarea construcţiei reactorilor.

Intr-un reactor va trebui ca să avem un material în care neutronii rapizi să-şi încetinească mersul prin şocuri elastice pînă cînd ei devin

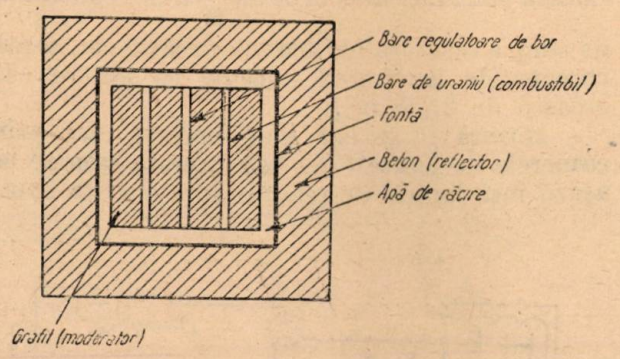


Fig. 2

neutroni termici, neutroni utili pentru fisiuni. In timpul încetinirii vitezei, materialul denumit moderator, va absorbi cît mai puţin neutronii. Ca moderatori se întrebuinţează H_2, deuteriul D_2, beriliul Be şi carbonul C. Primele două se pot utiliza sub formă de apă obişnuită H_2O sau apă grea D_2O.

In reactor mai întîlnim reflectorul care înconjură volumul activ şi care are rolul de a menţine neutronii în pilă, asigurînd reacţiunea în lanţ. Reflectorul este construit din acelaşi material ca şi moderatorul, obişnuit grafit. Peste reflector se mai adaugă un strat gros de beton şi fontă pentru micşorarea radiaţiilor înafară (fig 2).

In sfîrşit, mai este de menţionat agentul de răcire, lichid sau gazos, necesar unei funcţionări normale a reactorului.

Dar pentru a putea regla regimul de lucru al reactorului trebuie să putem dispune asupra proporţiei de neutroni care se pierd, în primul rînd, prin absorbţie sau radiaţie prin pereţi. Pentru aceasta se prevăd bare regulatoare de cadmiu sau carbură de bor, care absorb foarte puternic neutronii termici. Se spune că aceste materiale au o mare secţiune efectivă de captare, a neutronilor termici. Introducerea sau scoaterea parţială a acestor bare în reactor face ca activitatea de fisionare să scadă sau să crească.

Astfel reactorul poate trece de la un regim de lucru la altul. In timpul regimului nestaţionar de trecere este bine a cunoaşte constanta de timp a reactorului, care este timpul în care puterea reactorului creşte de $e = 2{,}72$ ori. Ea depinde de construcţia reactorului şi de încărcarea lui.

Puterea calorică a reactorului provine din faptul că la fiecare fisiune apare 195 Me V. Aceasta înseamnă că prin 30 miliarde fisiuni/s se produce 1 W.

Puterea reactorului este proporţională cu *fluxul de neutroni*. Caracteristicele reactorului depind de variaţia în timp a fluxului de neutroni.

Pentru ca reacţiunea să se menţină în lanţ la un nivel staţionar trebuie ca la fiecare fisiune să corespundă un nou neutron care să iniţieze altă fisiune. Aici se introduce noţiunea de *factor de multiplicare*, adică raportul între numărul de neutroni dintr-o generaţie şi numărul de neutroni din generaţia imediat următoare. Cînd factorul acesta notat cu k este egal cu 1, avem un regim staţionar, dacă este mai mare sau mai mic ca 1, regimul este nestaţionar ; dacă la un anumit moment se depăşeşte valoarea 1, fluxul de neutroni creşte, puterea creşte exponenţial cu timpul. Notînd $k = 1 + \delta k$, creşterea de putere se poate scrie :

$$P = P_0 \, e^{\frac{\delta k}{\tau} t}$$

unde P_0 este puterea iniţială la care s-a produs depăşirea lui k peste 1 iar τ *este viaţa medie a neutronilor* ; în cazul reactorilor rapizi τ este de ordinul 10^{-5} s. In reactorii cu neutroni termici, care formează majoritatea reactorilor, există neutroni cu viaţă medie mult mai lungă.

Raportul $\frac{\tau}{\delta k}$ este constanta de timp a reactorului. La valori ale lui δk de ordinul 0,001 corespund constante de timp de *ordinul zecilor de secunde* (τ de ordinul $\frac{1}{100}$ s). Se ţine seama că unii neutroni apar cu întîrzieri în fisiune pînă la un minut din produsele radioactive rezultate. Această inerţie în modificarea regimului explică uşurinţa cu care putem controla procesul de fisiune ; se poate acţiona chiar şi manual pentru reglarea regimului de lucru. Depăşirea de către k a valorii 1 caracterizează evoluţia regimului nestaţionar. La un reactor, k este mai mare ca 1, însă prin introducerea barelor regulatoare se ajunge la valoarea 1. Depăşirea δk este deci o caracteristică a reactorului şi se numeşte *reactivitatea reactorului*.

Dacă presupunem că avem un regim nestaţionar crescător, atunci fluxul de neutroni creşte, puterea creşte ; cînd însă introducem barele regulatoare de cadmiu sau bor, k începe să scadă spre 1 şi se stabileşte curînd un echilibru cu $\delta k = 0$. Puterea calorică maximă pe care o poate da un reactor depinde de temperatura la care pot rezista materialele din care el este confecţionat, precum şi de absorbţia de căldură ce se asigură prin agentul de răcire.

2. Măsura puterii

Măsura puterii se face indirect prin măsura fluxului de neutroni termici.

S-ar putea spune că fluxul de neutroni se poate la rîndul lui măsura printr-un *contor de raze* γ dat fiind că la o fisiune se produc asemenea radiații. Inconvenientul acestei metode este că s-ar măsura totodată și fondul de radiații care provin din substanțele radioactive dezvoltate în timpul fisiunii și rămase în reactor, precum și din radioactivarea materialelor din care este construit reactorul. De aceea se renunță la măsura radiațiilor γ și se măsoară fluxul de neutroni. Se utilizează pentru aceasta o *cameră de ionizare cu bor* care este bazată pe faptul că izotopul B_{10}, care este în proporție de 18% în borul natural, se transmută în litiu atunci cînd un nucleu de bor este lovit de un neutron lent; mai apare în timpul reacției o particulă α și energie de 2,5 MeV. Rezultă astfel un efect de ionizare în spațiul înconjurător care poate fi utilizat la măsura fluxului de neutroni, ca în orice cameră de ionizare.

Fluxul de neutroni mai poate fi măsurat *prin termocuple*, avînd în vedere energia ce se eliberează la transmutarea borului în litiu. Pentru aceasta se cuplează în serie perechi de termocuple, o pereche acoperită cu bor și una nu. Ele se așază în opoziții așa încît temperatura mediului să nu aibă efect asupra f.e.m. rezultate, ci numai temperatura rezultată la transmutarea borului. Avantajul acestui dispozitiv este volumul lui mic și deci posibilitatea de a fi inclus în diferite puncte ale reactorului pentru măsura fluxului de neutroni.

In mod obișnuit se întrebuințează însă *camera de ionizare* cu bor. Ea are un electrod la înaltă tensiune în formă de cutie care înconjoară electrodul activ format din 2—3 plăcuțe de aluminiu pe care este depusă carbura de bor. Totul este închis într-o atmosferă de aer uscat.

O astfel de cameră de ionizare este influențată atît de neutroni cît și de radiațiile γ. Pentru a elimina efectul acestor radiații se construiesc camere speciale compensate, care conțin în interior două sisteme identice de electrozi, însă numai unul din electrozi este tratat cu carbură de bor. Așezarea în opoziție electrică a celor două sisteme va face ca indicațiile electrometrului de pe camera de ionizare, să indice numai fluxul de neutroni.

Se mai construiesc *contori proporționali umpluți cu triflorură de bor*, care de asemenea detectează neutronii.

Contorii aceștia servesc la numărarea pulsurilor, în cazul fluxurilor slabe; camerele de ionizare servesc la măsura fluxurilor puternice, prin citirea variației tensiunii de c.c. într-un electrometru. Pulsurile date în contorii proporționali cu triflorură de bor sînt puternici și prin sensibilitatea redusă a amplificatorului proporțional, se elimină pulsurile slabe date de radiațiile β sau γ. La ieșire se leagă un numărător electronic.

Ieșirea din amplificatorul proporțional mai este introdusă obișnuit într-un aparat de măsură a debitului mediu de pulsuri, pe scară logaritmică. Aparatul acesta are 4 decade logaritmice, începînd de la un puls pe secundă și ajungînd la 10 000 pulsuri pe secundă. La ieșirea lui un înregistrator trasează curba în funcție de timp. Contra panta acestei curbe dă $\frac{\tau}{\delta k}$ adică constanta de timp a reactorului, întrucît această constantă corespunde la timpul necesar ca puterea să crească de 2,718 ori.

Măsura fluxurilor mai mari se face prin camerele de ionizare cu bor. Aceste camere se așază însă lateral de reactor spre a evita epui-

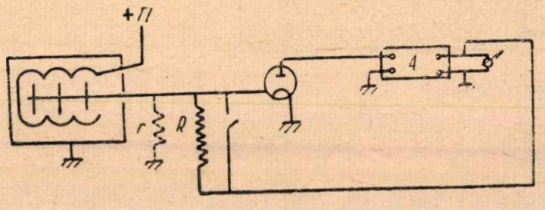


Fig. 3

zarea păturii sensibile de carbură de bor din cameră, prin bombardamentul puternic al neutronilor. Descărcarea prin electrodul activ, adică curentul de ionizare, se poate măsura direct printr-un galvanometru, sau electrometru. Se preferă însă un electrometru cu amplificator de c.c., de tip tub electrometru, condensator vibrant sau amplificator magnetic.

In cazul unui amplificator electronic se preferă o schemă ca aceea din fig. 3, unde se aplică o reacție totală de tensiune. Camera și tubul electrometru se plasează la locul de măsură pe cînd amplificatorul se plasează la distanță. Din cauza reacției puternice negative de tensiune, amplificarea în tensiune este practic 1. In schimb curentul de fugă prin r (izolament prost) se reduce în cazul reacției, în raportul amplificării. Aceasta mărește precizia măsurătorii prin tensiunea RI_R; tensiunea aceasta se citește la instrumentul de ieșire, de mică rezistență interioară ($10^3\,\Omega$). Rezistența de măsură se ia $R = 10^{12}\ \Omega$. La o amplificare de 4 000, pentru a avea în r un curent mai mic de 1% din curentul principal este suficient ca rezistența aceasta de izolament să fie de ordinul $2{,}5 \times 10^{10}\,\Omega$. Se poate atunci întrebuința un izolator de steatit. Amplificarea de curent este de 10^9.

Mai este necesar ca sursa de alimentare anodică a amplificatorului să fie foarte bine stabilizată.

Instrumentul de ieșire poate fi urmat de un aparat înregistrator și de un servo-amplificator,

care comandă printr-un servo-motor ridicarea sau coborîrea barelor regulatoare, atunci cînd puterea indicată este sub sau deasupra unui nivel fixat (fig 4).

Avînd în vedere domeniul larg de variaţie al puterii vor trebui prevăzute pentru instrumen-

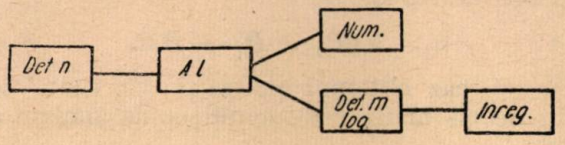


Fig. 4

tele indicatoare şunturi care să intre în circuit automat, prin relee.

3. Măsura reactivităţii

Măsura puterii, într-un regim nestaţionar, nu este o indicaţie suficientă; trebuie să avem o

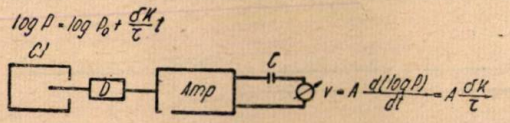


Fig. 5

imagine asupra rapidităţii de variaţie a puterii, adică o măsură a reactivităţii.

Una din metode este să se utilizeze un amplificator logaritmic cu care să se măsoare puterea; intrarea amplificatorului se alimentează cu o cameră de ionizare, sensibilă la neutroni.

Tensiunea la ieşire este proporţională cu logaritmul puterii

$$v = A \log P = A (\log P_0 + \frac{\delta k}{\tau} t).$$

Dacă apoi această tensiune se derivă printr-un dispozitiv RC se obţine la ieşirea amplificatorului un curent proporţional cu reactivitatea (fig. 5).

Trecerea pe scară logaritmică se obţine introducînd la intrare o diodă, care are o caracteristică tensiune-curent de formă logaritmică, obişnuit pe o gamă de 6 decade zecimale.

O altă metodă de măsură a reactivităţii se bazează pe formula:

$$\frac{\delta k}{\tau} = \frac{\frac{dP}{dt}}{P}.$$

Raportul din membrul al doilea se poate obţine cu ajutorul unui potenţiometru automat. In fig. 6 se arată schema metodei întrebuinţate. Un dispozitiv cu cameră de ionizare şi amplificator de c.c. măsoară puterea. Ieşirea este aplicată unui potenţiometru electronic automat, care mai este prevăzut cu un amplificator avînd la ieşire un motor bifazat care mişcă cursorul; acest amplificator lucrează ori de cîte ori puntea nu este echilibrată. In regim permanent intrarea este aşezată într-o diagonală. In regim variabil acţionează la intrare $\frac{dP}{dt}$, iar deplasarea x a cursorului, în jurul unei poziţii medii, este proporţională cu $\frac{1}{P}\frac{dP}{dt} + \frac{\delta k}{\tau}$. Cuplînd cursorul cu un inscriptor se înregistrează curba de variaţie a lui $\frac{\delta k}{\tau}$ cu timpul. Se obţine astfel direct constanta de timp a reactorului (perioada). Tensiunea de pe potenţiometru proporţională cu x se poate aplica unui servo-amplificator şi apoi unui servo-motor care să ridice sau să coboare barele regulatoare.

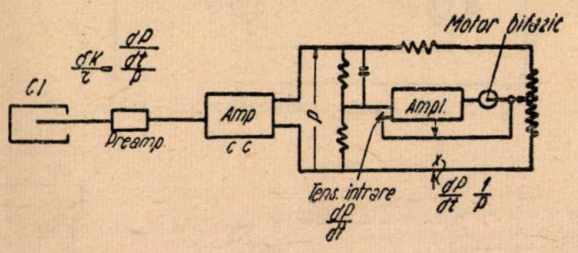


Fig. 6

Măsura reactivităţii sau a constantei de timp este acelaşi lucru. Etalonarea se face fie în reactivitate fie în constanta de timp; în primul caz avem de pildă indicaţii între $-500 \cdot 10^{-5}$ şi $+500 \cdot 10^{-5}$, iar în cel de al doilea caz valori negative de la 30 s la ∞ şi valori pozitive de la 3 s la ∞. De fapt valoarea cea mai mare care se mai poate citi este 100 s. In regim permanent de lucru acul stă la această valoare. Dacă ridicăm o bară regulatoare de cadmiu sau bor atunci constanta de timp trece la valori pozitive mai mici; sub 3 s puterea creşte prea repede şi adesea, atunci sînt acţionate automat dispozitive de siguranţă care coboară repede barele regulatoare. Această situaţie se poate întîmpla chiar la puteri mici.

Comanda aceasta de siguranţă a barelor se face obişnuit prin întreruperea curentului în electromagneţii care ridică barele regulatoare. Curentul acesta trece printr-un tub care îşi întrerupe conducţia la o comandă corespunzătoare pe grila lui. Tubul acesta se numeşte amplificatorul magnetului. El este alimentat şi deci comandat de ieşirea amplificatorului care măsoară constanta de timp a reactorului, adică reactivitatea.

4. Măsura temperaturilor

Controlul corectitudinii funcţionării reactorului se face şi prin măsura temperaturilor în diferite puncte din interior. Măsura se face obişnuit prin termocuple cu argint constantan

și cupru constantan legate la potențiometre automate electronice. Dispozitive automate dau alarma dacă într-un anumit punct temperatura a crescut peste o limită dinainte fixată, dacă f.e.m. etalon a potențiometrului s-a uzat etc.

5. Comanda puterii

Se poate face manual în mod discontinuu sau în mod continuu acționînd asupra barelor regulatoare.

In prima metodă (fig 7), se obține o precizie de 1 mm în poziția barei regulatoare

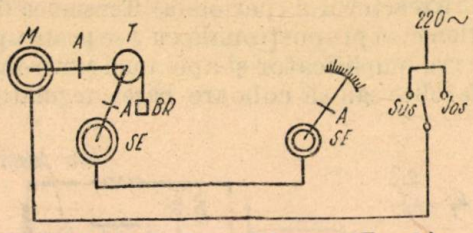


Fig. 7. BR—bară regulatoare; SE—selsin.

peste 100% în putere, cu pendulări care pot dura cîteva minute.

Un dispozitiv mai perfect care poate realiza automat o putere variabilă după program se poate obține dacă la semnalul de comandă se adaugă o componentă negativă, proporțională cu reactivitatea R.

$$u = A\,(P_0 - P) - BR.$$

In acest caz sistemul automat va căuta să realizeze cît mai repede condiția de anulare a lui u:

$$A\,(P_0 - P) = BR,$$

ceea ce ne spune că la o diferență de putere dată inițial va corespunde un reglaj cu o anumită reactivitate maximă:

$$R = \frac{A}{B}\,(P_0 - P).$$

Valoarea maximă de reactivitate pe care ne-o impunem și diferența maximă $P_0 - P$ va deter-

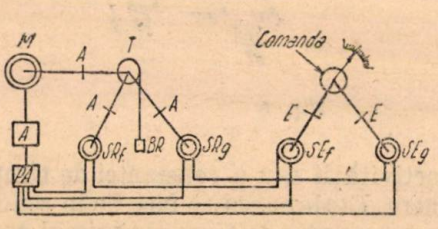


Fig. 8. SR—selsin recepție; SE—selsin emisie; g—reglaj grosier; f—reglaj fin.

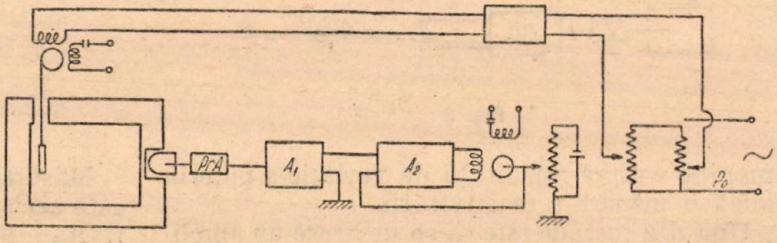


Fig. 9. (Cei doi potențiometri sînt cuplați mecanic)

la o cursă de 1,5 m, iar în cea de a doua metodă (fig. 8), precizia este de 0,5 mm. In modul acesta în regim permanent se asigură $\delta k < \frac{1}{3} \times 10^{-5}$.

6. Pilotajul automat al puterii

In primul rînd se pune problema menținerii automate a fluxului de neutroni în jurul unei valori convenite.

Se poate realiza aceasta în două moduri: se condiționează ca fluxul să rămînă cuprins între două valori apropiate, prin automatizarea schemei de comandă discontinuă de mai sus, sau se caută să se realizeze continuu un anumit flux prin automatizarea schemei de comandă continuă. Pentru aceasta se mai prevăd una sau două camere de ionizare pentru neutroni, care vor da semnalul de control (fig. 9).

Obișnuit demarajul reactorului se face manual și numai cînd se ajunge la nivelul de putere dorit, se conectează pilotajul automat. Aceasta se face datorită faptului că acest sistem de control prin eroare ($P - P_0$) poate da la semnale mari, în cîmpul reglajului automat, depășiri de mina valoarea raportului $\frac{A}{B}$ adică caracteristicile dispozitivului de reglaj automat.

In fig. 10 se arată o schemă pentru acest reglaj. Se prevede la început un reglaj cu trepte pentru P și cînd diferența $P_0 - P$ ajunge destul de mică, un releu pasează automat reglajul pe $\Delta P_0 - \Delta P$. Tot timpul se aplică și o componentă de control proporțională cu reactivitatea (—BR).

In modul acesta concomitent cu ajungerea lui P la valoarea P_0 și reactivitatea este nulă, așa încît nu există depășiri și pendulări.

Dacă este cazul unui reactor într-o centrală electrică, interconectată pe o rețea, se aplică primul pilotaj automat, adică se pornește manual și apoi se conectează dispozitivul automat care menține puterea debitată constantă.

In cazul unei centrale atomice legate pe o rețea independentă se va aplica cel de-al doilea sistem de automatizare; în acest caz sistemul prezintă următoarele caracteristice utile:

— permite menținerea reactorului la o putere constantă, la un nivel ales de noi;

— permite să se treacă automat de la o putere la alta după comanda noastră, sau după un anumit program, sau după cererea turbinei; în

acest timp nu se întrece cu reactivitatea o anumită limită fixată inițial și nici puterea nu poate întrece o limită maximă impusă ;

— permite pornirea automată a reactorului, la o comandă prin impuls.

Inafară de barele de reglaj mai există bare de siguranță care cad automat în reactor cînd

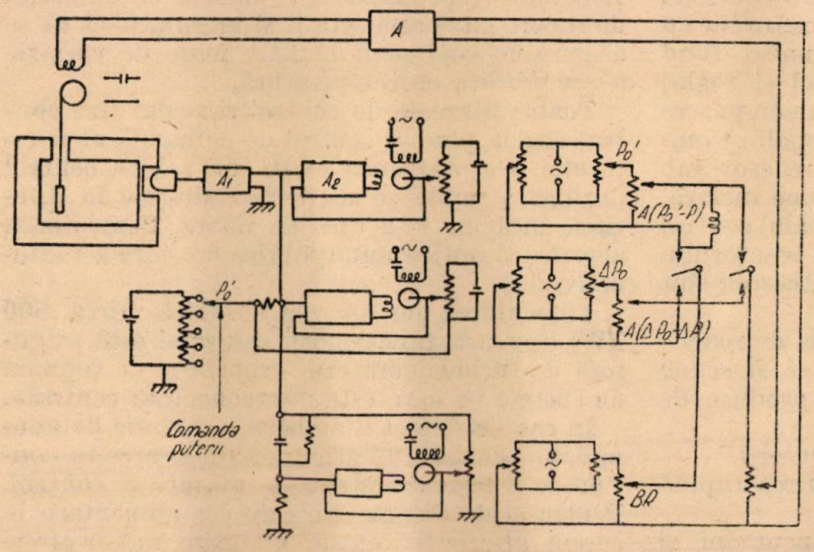


Fig. 10

este vreun pericol și trebuie ca reacțiunea nucleară să fie oprită. Acțiunea aceasta este de asemenea automatizată.

In proiectarea unui sistem de pilotaj automat se au în vedere următoarele considerente :

— construcția pilei este astfel făcută încît atunci cînd toate barele de cadmiu sau bor sînt retrase să se obțină o reactivitate de ordinul $1\,000 \times 10^{-5}$;

— funcționarea cu flux constant de neutroni se obține realizînd un $\delta k = 0$ prin introducerea în poziție potrivită a barelor de reglaj ;

— cînd vrem să trecem de la o putere la alta mai mare se scot barele de reglaj, atît cît reactivitatea să nu crească prea mult, și cînd se ajunge la nivelul dorit se reintroduc barele pînă ce reactivitatea se anulează ;

— reactivitatea este funcțiune :

de dimensiile nucleare ale reactorului, adică de poziția barelor de reglaj, de sarcina de iradiere a izotopilor ce se fabrică în canale și de nivelul apei grele în cazul cînd ea intervine ;

de temperatura cartușelor cu uraniu și de temperatura moderatorului (reactivitatea scade cînd temperatura crește, ceea ce reprezintă un efect stabilizator) ;

de scăderea cantității combustibilului ; uraniu 235 scade pe cînd plutoniu crește ;

de otrăvirea reactorului prin produsele de fisiune ; în particular se formează Xenon 135 care posedă o foarte importantă secțiune efectivă de captare a neutronilor lenți ; în modul acesta δk scade.

Xenonul 135 este radioactiv și are o perioadă de 9.2 H așa încît la un repaus al reactorului de cîteva zile, intoxicarea cu Xenon dispare ;

— constantele de timp termice sînt foarte diferite pentru elementele reactorului : pentru cartușul de combustibil 2 min, pentru fluidul de răcire circa 1/2 oră și pentru grafit circa 2 ore.

Pentru a compensa și efectele de scădere a reactivității din cauza temperaturii și Xenonului este nevoie ca barele de reglaj să primească variații într-o gamă mai largă. Pentru aceasta se prevăd bare de compensare pe lîngă bara de reglaj. O bară de compensare este scoborîtă automat atunci cînd bara de reglaj ajunge la fund, sau o bară de compensare este ridicată automat cînd bara de reglaj ajunge în poziția de sus. Viteza de mișcare a barelor de compensare este mai mică decît aceea a barei de reglaj.

Barele de siguranță sînt scoborîte automat cînd puterea, reactivitatea sau temperatura întrec limitele prescrise. Dispozitivele de automatizare sînt în dublu și trecerea se face automat de pe un dispozitiv pe celălalt.

De asemenea se mai prevăd dispozitive de automatizare, blocaje sau alarmă pentru următoarele cazuri principale :

— unul din amplificatorii camerilor de ionizare nu funcționează corect ;

— tensiunea de la rețea dispare ;

— temperatura cartușelor sau a moderatorului întrece anumite limite ; de asemenea cînd galvanometrul de măsură a acestei temperaturi se defectează ;

— activitatea radiațiilor în jurul reactorului crește peste doza de toleranță ;

— produsele de fisiune au infectat fluidul de răcire ; circulația fluidului nu se face normal.

7. Un exemplu

Automatizarea uzinei atomo-electrice sovietice. Vom da în încheiere o serie de date în privința controlului și automatizărilor privind prima uzină electrică atomică a U.R.S.S.

Generatorul de energie este un reactor cu neutroni termici ce folosește uraniu îmbogățit pînă la 5% în U^{235}. Ca moderator și reflector se folosește grafitul. Ecranul de protecție este format dintr-un strat de 1 m grosime de apă și un perete de beton de 3 m grosime.

Fluxul de neutroni în reactor este de 5×10^{13} neutroni/cm^2 s. Puterea nominală a reactorului este de 30 000 kW.

Transportul căldurii este făcut de un circuit de răcire cu apă distilată, care circulă la o presiune de 100 kg/cm². Această apă se încălzește în reactor între 190—280°C și cedează căldura într-un generator de abur care face legătura cu cel de al doilea circuit termic. In acest circuit se produc abur la 12,5 kg/cm² și 250—260°C, abur care alimentează o turbină de 5 000 kW. Acest al doilea circuit este foarte asemănător cu acela al unei centrale termice obișnuite, fiind prevăzut cu dispozitivele de control și reglaj cunoscute. Uzina este destinată a lucra cu putere constantă în paralel pe o rețea regională. Combustibilul nuclear este introdus în reactor sub forma unor bare de uraniu cu secțiune inelară, îmbrăcate în oțel inoxidabil. Prin canalul central circulă apă de răcire. Pentru reglarea reactorului se folosesc bare de carbură de bor. Acestea sînt împărțite în trei grupe și anume :

1. Barele de compensare a rezervei de reactivitate, care sînt scoase pe măsură ce R scade datorită intoxicării reactorului cu produse de fisiune.
2. Barele de reglaj automat al puterii.
3. Barele de siguranță pentru oprirea rapidă în caz de avarie.

Pentru măsurarea fluxului de neutroni și reglajul puterii se folosesc camere de ionizare cu bor, introduse în ecranul de apă lateral al reactorului. Aceste camere sînt legate fie de galvanometre foarte sensibile, fie de amplificatorii instalațiilor de control automat și de amplificatorii sistemului de siguranță.

Puterea poate fi menținută constantă între limitele 3—36 000 kW. La orice nivel precizia este de $\pm 1{,}5\%$.

Măsura puterii la puteri peste 2—3% din P_{max} se face și prin măsura cantității de căldură evacuate. Pentru aceasta se măsoară debitul apei de răcire cu un tub Venturi și diferența de temperatură între intrare și ieșire, cu termometre cu rezistență.

Pentru a se evita vaporizarea apei în canale, fenomen ce ar duce la distrugerea acestora prin înrăutățirea schimbului de căldură, se măsoară în permanență presiunea apei, debitul în fiecare canal și temperaturile la ieșirea din canal. Un sistem de reglaj automat al debitelor asigură ca la ieșirea apei din diferitele canale să nu existe diferențe de temperatură mai mari de ± 7°C. Tot prin reglajul debitului se realizează menținerea constantă a temperaturilor, indiferent de puterea debitată. Un alt sistem de reglaj automat menține presiunea constantă cu o precizie de $\pm 0{,}5$ kg/cm².

Tot automat este menținută și suprapresiunea gazului inert (azot sau heliu) care umple toate interstițiile reactorului.

O atenție deosebită se dă și controlului cantității de apă din reactor, deoarece aceasta influențează în mare măsură reactivitatea prin proprietățile sale de moderator și absorbant. Reactorul se proiectează să lucreze cu un astfel de raport între apă, grafit și uraniu, încît să se asigure un coeficient negativ mare de variație a reactivității cu temperatură.

Toate sistemele de control și reglaj sînt centralizate la panoul central de comandă al reactorului. De asemenea există un tablou central dozimetric unde se măsoară radiațiile în diferitele încăperi și a apei de răcire. Semnalizări acustice și optice anunță orice creștere a radioactivității.

Alimentarea cu energie electrică (circa 500 kW) necesară funcționării centralei este asigurată de turbogeneratorul propriu și de rețeaua de energie pe care este interconectată centrala.

In caz de defect a ambelor, o baterie de acumulatori de rezervă asigură alimentarea în continuare a instrumentelor de măsură și control. Pentru acele dispozitive care cer alimentare în curent alternativ există un grup motor-alternator alimentat tot din acumulatori.

Pornirea reactorului de la rece la plină sarcină durează $1\frac{1}{2}$ pînă la 2 ore. După întreruperi mici restabilirea funcționării se face în 10—15 minute.

Dispozitivele de protecție biologică instalate asigură lipsa oricărui pericol pentru personalul centralei.

* *

КОНТРОЛЬ И АВТОМАТИЗАЦИЯ ЯДЕРНЫХ РЕАКТОРОВ

Резюме

Излагаются методы измерения характеристических элементов работы ядерного реактора, методы телеуправления а также проблеммы автоматизаций. Дается в качестве примера автоматическая станция СССР.

* *

DIE KONTROLLE UND AUTOMATISIERUNG DER KERNREAKTOREN

Zusammenfassung

Es werden die Methoden zur Messung der charakteristischen Elemente des Betriebs eines Kernreaktors, die Methoden der Fernsteuerung, wie auch die Probleme der Automatisierung, behandelt. Als Beispiel dient das erste Kernkraftwerk der U.d.S.S.R.

Protecția catodică a rețelelor subterane

Conf. G. MOISIL

621.315.23 :620.197.5

Se face calculul protecției catodice în scopul de a se arăta influența diferiților factori geometrici și electrici. Se determină potențialul protectiv, lungimea protejată, puterea consumată. Se dă un exemplu și se trag concluzii utile în practică.

Protecția catodică este una din metodele cele mai simple și mai sigure de apărare a cablurilor și canalizațiilor metalice subterane împotriva coroziunii electrochimice. Protecția catodică constă, în principiu, în aplicarea pe suprafața rețelei subterane a unui potențial negativ, dat de o sursă exterioară de curent continuu, în timp ce polul pozitiv al sursei este conectat la o anodă îngropată în vecinătatea rețelei care se protejează.

Experiența a arătat că protecția este satisfăcătoare dacă potențialul protectiv nu depășește o valoare maximă de protecție V_M și nu scade sub valoarea minimă V_m.

Pentru o sursă de curent dată, mărimea potențialului rețelei și distribuția acestuia de-a lungul ei, depinde de următorii factori: forma, dimensiunile și rezistența electrică a rețelei pe unitatea de lungime, rezistența de izolație a învelișului izolant al rețelei, rezistivitatea solului, forma, dimensiunile, rezistența proprie și rezistența de contact a anodei, precum și poziția relativă a anodei față de rețeaua ce se protejează catodic.

Considerarea în calcul a tuturor parametrilor ce caracterizează condițiile electrice și geometrice din sol este în general dificilă. De aceea, se admite de obicei pentru calcul, o situație asemănătoare cu cea reală, însă simplificată.

Metoda de calcul cea mai folosită [1], [2] se bazează pe asimilarea canalizației (cablulu) protejate cu o linie electrică așezată într-un mediu de conductivitate omogenă.

Căderea de tensiune dU, pe o porțiune elementară de canalizație de lungime dx, este proporțională cu intensitatea I a curentului care circulă în cablu:

$$dU = -I r\, dx \qquad (1)$$

în care r este rezistența canalizației pe unitatea de lungime.

Curentul de schimb canalizație-sol, dI, pe aceeași porțiune elementară dx, este proporțional cu tensiunea U aplicată canalizației

$$dI = -U g\, dx \qquad (2)$$

în care g este conductanța de trecere între canalizație și sol.

Din aceste două relații se obține sistemul de ecuații diferențiale.

$$\left.\begin{aligned} \frac{d^2U}{dx^2} &= r g U \\ \frac{d^2I}{dx^2} &= r g I \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

ale căror soluții sînt:

$$\left.\begin{aligned} U(x) &= U_0\, e^{-\sqrt{rg}\,x} \\ I(x) &= I_0\, e^{-\sqrt{rg}\,x} \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Aceste relații, deși utile în practică, nu dau o descriere completă a influenței tuturor parametrilor importanți ai prolemei. În special rolul rezistenței de izolație a învelișului izolant și al rezistivității solului nu apar deloc clar din aceste relații, ambele mărimi fiind înglobate în „conductanța de trecere" g.

În scopul punerii în evidență a diverșilor parametri ce determină mărimea potențialului protectiv, ne propunem în cele ce urmează să determinăm valoarea acestuia, pornind de la ecuațiile dispersiei curentului în sol. Relațiile obținute sînt ilustrate de exemple de calcul redate prin diagrame.

Calculul potențialului protectiv

Vom considera următoarea problemă:

Într-un sol de rezistivitate constantă ρ, separat de aer — considerat izolant perfect—prin-

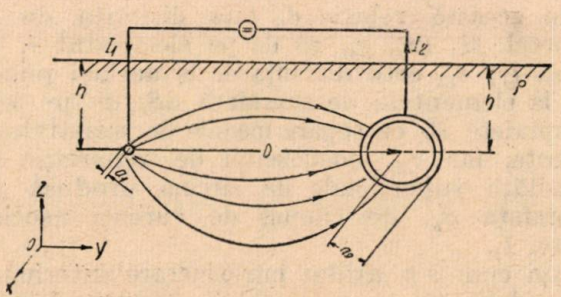


Fig. 3

tr-o suprafață riguros plană, se află îngropată la o adîncime constantă h, o canalizație cilindrică de rezistență r_2 pe unitatea de lungime și de rază a_2. Canalizația se pre upune de lungime infinită. Ea este acoperită cu un înveliș izolant, de grosime practic neglijabilă și a cărei rezistență de izolație, pe unitatea de lungime este $\mathfrak{R}$. Paralel cu canalizația se află îngropată la aceeași adîncime h și la distanța D_1 de canalizație, o anodă continuă, neizolată, de formă cilindrică și de lungime infinită. Raza anodei este a_1, iar rezistența sa pe unitatea de lungime r_1 (fig. 1).

Să presupunem un sistem de axe de coordonate O_x, O_y, O_z, astfel orientat încît axa O_x să fie paralelă cu axa canalizației și a anodei, axa O_y să fie perpendiculară pe acestea, iar O_z

să se confunde cu direcția verticală. Polul negativ al sursei folosite pentru protecția canalizației se conectează la acesta într-un punct de coordonate $x = 0$, $y = y_0 + D_1, z = z_0 - h$, iar polul pozitiv se conectează la anodă într-un punct de coordonate $x = 0$, $y = y_0$, $z = z_0 - h$.

Dacă se notează prin I, curentul debitat de sursă, înseamnă că pe anodă se aplică sursa

$$I_1 = I$$

iar pe canalizație sursa

$$I_2 = -I.$$

Potențialele anodei și ale canalizației sînt:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= p_{11} I_1 + p_{12} I_2 = (p_{11} - p_{12}) I \\ V_2 &= p_{21} I_1 + p_{22} I_2 = (p_{21} - p_{22}) I \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

în care

$$p_{ij} = \frac{\partial V_i}{\partial I_j}$$

sînt coeficienții de repartiție ai potențialului pe electrodul i, asociați surselor I_j.

Coeficienții de repartiție p_{ij}, ai potențialului sînt dați de expresii de forma [4]:

$$p_{ij} = \frac{\rho}{4\pi d_{ij}} + \sum_{h=1}^{t} \int_{S_h} \frac{\tau_{hj}}{\delta_{hi}} \, dS_h. \quad (6)$$

În această relație d_{ij} este distanța de la punctul M_i (x_i, y_i, z_i) de pe electrodul i, la sursa I_j; δ_{hi} este distanța de la același punct M_i la elementele de suprafață dS_h de pe cele t suprafețe S_h ce separă mediile de rezistivități diferite, iar τ_{hj}, coeficientul de repartiție al densității superficiale de sarcină produsă pe suprafața S_h de cîmpul de curenți asociat sursei I_j.

Așa cum s-a arătat într-o lucrare anterioară [5], relația (6) se poate aplica și în cazul rețelelor metalice acoperite cu un înveliș izolant de rezistență de izolament $\mathfrak{R}_2$, în acest caz însă raza efectivă a_2 a rețelei se înlocuiește prin raza echivalentă:

$$a_2^* = a_2 \, e^{-\frac{2\pi \mathfrak{R}_2}{\rho}}.$$

În problema propusă intervin următoarele suprafețe de separație între medii de rezistivități diferite:

— Suprafața de separație anodă-sol.
— Suprafața de separație aer-sol.
— Suprafața de separație canalizație-sol.

Folosind teorema imaginilor electrice, se poate înlocui suprafața de separație aer-sol, prin imaginile suprafețelor de separație anodă-sol și canalizație-sol, cu condiția ca densitatea de sarcină de pe aceste suprafețe virtuale, să fie identică cu aceea de pe suprafețele reale.

De asemenea va trebui să ținem seama și de imaginile surselor I_1 și I_2, față de suprafața separație aer-sol.

Prin aceasta coeficienții p_{11}, p_{12}, p_{21} și p_{22}, vor fi determinați de poziția relativă a punctului M_i, față de sursele I_1 și I_2, față de imaginile lor și față de distribuțiile de sarcină de pe cele 4 suprafețe de separație S_h, adică de pe suprafețele anodei și canalizației și suprafețele imaginilor acestora. Deoarece, conform datelor problemei, atît distanța dintre electrozi, cît și adîncimea lor de îngropare este constantă, coeficienții p_{ij}, vor depinde exclusiv de coordonata x.

Se poate arăta ușor că:

$$\int_{S_h} \frac{\tau_{hj}}{\delta_{hi}} \, dS_h = \frac{\rho}{4\pi} \frac{1}{r_h} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{hj}}{d\xi_h^2} \frac{d\xi_h}{\delta_{hi}} = \frac{\rho}{4\pi} T_{ij}(S_h).$$

în care ξ_h reprezintă coordonata de integrare de-a lungul electrodului, pe care se consideră repartiția de sarcini superficiale.

Coeficienții de repartiție ai potențialului produs de sursa I_1 vor fi:

$$\left.\begin{aligned} p_{11}(x) &= \frac{\rho}{4\pi}\left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + a_1^2}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + 4h^2}} + \right. \\ &\left. + T_{11}(S_1) + T_{11}(S_2) + T_{11}(S_3) + T_{11}(S_4)\right] \\ p_{21}(x) &= \frac{\rho}{4\pi}\left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + D_1^2}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + D_2^2}} + \right. \\ &\left. + T_{21}(S_1) + T_{21}(S_2) + T_{21}(S_3) + T_{21}(S_4)\right] \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

iar cei ai potențialului produs de sursa I_2:

$$\left.\begin{aligned} p_{12}(x) &= \frac{\rho}{4\pi}\left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + D_1^2}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + D_2^2}} + \right. \\ &\left. + T_{12}(S_1) + T_{12}(S_2) + T_{12}(S_3) + T_{12}(S_4)\right] \\ p_{22}(x) &= \frac{\rho}{4\pi}\left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + a_2^{*2}}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + 4h^2}} + \right. \\ &\left. + T_{22}(S_1) + T_{22}(S_2) + T_{22}(S_3) + T_{22}(S_4)\right] \end{aligned}\right\} \quad (8)$$

S_1 este suprafața de separație anodă-sol, S_2 suprafața canalizație-sol, S_3 suprafața imagină anodă-sol, iar S_4 suprafața imagină canalizație-sol.

Expresiile explicite ale integralelor $T_{ij}(S_h)$ sînt

$$T_{11}(S_1) = \frac{1}{r_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{11}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x - \xi_1)^2 + a_1^2}}$$

$$T_{11}(S_2) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{21}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_2}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+D_1^2}}$$

$$T_{11}(S_3) = \frac{1}{r_1}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{11}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_1)^2+4h^2}}$$

$$T_{11}(S_4) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{21}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_2}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+D_2^2}}$$

$$T_{21}(S_1) = \frac{1}{r_1}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{11}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_1)^2+D_1^2}}$$

$$T_{21}(S_2) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{21}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_2}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+a_2^{*2}}}$$

$$T_{21}(S_3) = \frac{1}{r_1}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{11}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_1)^2+D_2^2}}$$

$$T_{21}(S_4) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{21}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+4h^2}}$$

$$T_{12}(S_1) = \frac{1}{r_1}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{12}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_1)^2+a_1^2}}$$

$$T_{12}(S_2) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{22}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_2}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+D_1^2}}$$

$$T_{12}(S_3) = \frac{1}{r_1}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{12}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_1)^2+4h^2}}$$

$$T_{12}(S_4) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{22}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_2}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+D_2^2}}$$

$$T_{22}(S_1) = \frac{1}{r_1}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{12}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_1)^2+D_1^2}}$$

$$T_{22}(S_2) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{22}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_2}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+a_2^{*2}}}$$

$$T_{22}(S_3) = \frac{1}{r_1}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d\xi p_{12}}{d\xi_1^2} \frac{d\xi_1}{\sqrt{(x-\xi_1)^2+D_2^2}}$$

$$T_{22}(S_4) = \frac{1}{r_2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d^2 p_{22}}{d\xi_2^2} \frac{d\xi_2}{\sqrt{(x-\xi_2)^2+4h^2}}$$

Sistemele de ecuații (7) și (8) sînt două sisteme de ecuații integrodiferențiale, primul în p_{11} și p_{21}, iar cel de al doilea în p_{12} și p_{22}.

Ele pot fi rezolvate prin metoda arătată de Gibrat [3] folosind soluții de forma:

$$p_{ij} = -r_i \int_0^\infty \frac{g_{ij}(q)}{q^2} \cos qx \, dq \qquad (9)$$

în care q este un parametru de integrare.

Aplicînd această metodă se capătă următoarele expresii pentru coeficienții de repartiție ai potențialului:

$$\begin{cases} p_{11} = \dfrac{r_1}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{\Delta q^2}[(R_2+A_2+H)(A_1+H) - \\ \qquad -(B_1+B_2)^2]\cos q\,x\,dq \\ p_{21} = \dfrac{r_2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{\Delta q^2} R_1(B_1+B_2)\cos qx\,dq \\ p_{12} = \dfrac{r_1}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{\Delta q^2} R_2(B_1+B_2)\cos qx\,dq \\ p_{22} = \dfrac{r_2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{\Delta q^2}[(R_1+A_1+H)(A_2+H) - \\ \qquad -(B_1+B_2)^2\cos qx\,dq. \end{cases} \qquad (10)$$

In relațiile de mai sus, s-a notat pentru simplitate grafică:

$$R_1 = \frac{2\pi r_1}{\rho q^2} \qquad A_2 = K_0\left(qa_2 e^{-\frac{2\pi\mathcal{R}_2}{\rho}}\right)$$

$$R_2 = \frac{2\pi r_2}{\rho q^2} \qquad B_1 = K_0(qD_1)$$

$$A_1 = K_0(qa_1) \qquad B_2 = K_0(qD_2)$$

$$H = K_0(2qh)$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_1+A_1+H & B_1+B_2 \\ B_1+B_2 & R_2+A_2+H \end{vmatrix}$$

Prin $K_0(\alpha)$ s-a notat funcția Bessel de speța II-a și ordinul zero.

Cunoscînd valorile lui p_{11}, p_{21}, p_{12} și p_{22}, se pot calcula ușor potențialele

$$V_1 = (p_{11} - p_{21})I = p_1 I$$
$$V_2 = (p_{12} - p_{22})I = p_2 I$$

Coeficienții p_1 și p_2 sînt dați din relațiile:

$$\begin{cases} p_1 = \dfrac{r_1}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{\Delta q^2}[(R_2+A_2+H)(A_1+H) - \\ -R_2(B_1+B_2) - (B_1+B_2)^2]\cos qx\,dq \\ p_2 = -\dfrac{r_2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{\Delta q^2}[(R_1+A_1+H)(A_2+H) - \\ -R_1(B_1+B_2) - (B_1+B_2)^2]\cos qx\,dq. \end{cases} \qquad (11)$$

Pentru a efectua integralele din expresiile lui p_1 și p_2 vom împărți domeniul de integrare în mai multe subdomenii. Vom arăta mersul calculului pentru coeficientul p_1. El este identic și pentru coeficientul p_2

$$\int_0^{\infty} = \int_0^{Q_1} + \int_{Q_1}^{Q_2} + \int_{Q_3}^{Q_4} + \int_{Q_4}^{\infty}$$

Intre limitele 0 și Q_1, $R_1 \gg A_1 + H$, $R_2 \gg A_2 + H$, și cu atît mai mult $R_1 R_2 \gg (B_1 + B_2)$.

Se poate deduce ușor că pentru acest subdomeniu:

$$\frac{r_1}{\pi}\int_0^{Q_1} = \frac{\rho}{x\pi^2} \ln \frac{D_1 D_2}{2 a_1 h} \sin Q_1 x$$

admițînd că pentru valori mici ale lui q:

$$K_0(q\alpha) = -[\ln \frac{\gamma}{2} + \ln q + \ln \alpha].$$

Intre limitele Q_1 și Q_2, toți parametrii prezintă o importanță aproximativ egală, iar $qx < \frac{\pi}{2}$. In acest domeniu, integrarea se calculează printr-o cuadratură mecanică.

Este comod să se facă în acest domeniu schimbarea de variabilă:

$$\Delta q = 2{,}3026\ q\,\Delta\ (\log_{10} q),$$

deoarece variația funcției ce se integrează este destul de lentă. Pentru $\Delta\ (\log_{10} q) = 0{,}1$, se obțin valori convenabile.

Intre limitele Q_2 și Q_3, diverșii parametri continuă să prezinte toți aproximativ aceeași importanță. Totuși deoarece datorită creșterii lui q, în acest domeniu qx variază relativ rapid în cursul unui interval $\Delta\ (\log_{10} q)$, s-a procedat în felul următor.

Fie două valori

$$q = a \text{ și } q = b = a + \Delta\ (\log_{10} q).$$

Funcția de sub semnul $\int$ are pentru $q = a$ și $x = 0$ valoarea f_a iar pentru $q = b$ și $x = 0$ valoarea f_b. Deoarece în intervalul $\Delta\ (\log_{10} q)$ variațiile funcției sînt lente, putem considera că într-un astfel de interval, ea are valoarea mijlocie

$$f = \frac{1}{2}(f_a + f_b)$$

In tot intervalul $\Delta\ (\log_{10} q)$, însă $\cos qx$ variază relativ rapid. Va trebui deci să efectuăm pentru fiecare interval integrala

$$2{,}3026 \int_a^b f \cdot \cos qx\, \mathrm{d}\,(\log_{10} q) = f \int_a^b \frac{\cos qx\, \mathrm{d}q}{q} =$$

$$= f\ [\mathrm{Ci}\ (b) - \mathrm{Ci}\ (a)].$$

In subdomeniul cuprins între $q = Q_3$ și $q = Q_4$, datorită valorilor relativ mari ale lui q, $R_1 \ll A_1 + H$ și $R_2 \ll A_2 + H$, iar $R_1 (B_1 + B_2)$ este și el neglijabil. In acest interval integrala are valoarea:

$$\frac{r_1}{\pi}\int_{Q_3}^{Q_4} \frac{\cos qx\, \mathrm{d}q}{q^2}.$$

Această integrală se poate rezolva prin părți, ea avînd valoarea:

$$\frac{r_1}{\pi}\int_{Q_3}^{Q_4} \frac{\cos qx\, \mathrm{d}q}{q} = \frac{r_1}{\pi}\left\{\frac{\cos Q_3 x}{Q_3} - \frac{\cos Q_4 x}{Q_4} + \right.$$

$$\left. + x\ [\mathrm{Si}\ (Q_3 x) - \mathrm{Si}\ (Q_4 x)]\right\}.$$

In sfîrșit în subdomeniul de la Q_4 la ∞, q are valori atît de mari încît acest domeniu este practic neglijabil:

$$\int_{Q_4}^{\infty} \approx 0.$$

Stabilirea întinderii diferitelor subdomenii se face prin tatonare. Cel mai practic este să se pornească întîi cuadratura mecanică de la o valoare a lui q relativ mică, de exemplu $q = 10^{-5}$. Pe măsură ce se efectuează cuadratura mecanică pentru valori din ce în ce mai mari ale lui q, se poate găsi limita Q_3, iar pe măsură ce cuadratura mecanică se efectuează pentru valori din ce în ce mai mici ale lui q se întîlnește limita Q_1. Limita Q_2 este dictată de condiția $qx \leqslant \frac{\pi}{2}$, după care variația lui $\cos qx$ într-un singur interval $\Delta\ (\log_{10} q)$ devine prea rapidă.

Valoarea integralei începe să devină neglijabilă, pentru valori ale lui q superioare unității.

Calculul lungimii protejate

Coeficientul $p_2\ (x)$ scade cu distanța x; în consecință și potențialul catodic protectiv scade pe măsură ce ne depărtăm de punctul de abscisă $x = 0$, în care este conectat polul negativ al sursei de curent continuu.

Experiența a arătat că în cazul canalizațiilor de oțel potențialul maxim protectiv nu trebuie să depășească — 1,95 V, potențialele mai mari provocînd degradarea izolației canalizației. Pe de altă parte o scădere a potențialului la valori mai mici decît — 0,285 V nu mai asigură protecția oțelului. Așadar în cazul unei singure surse de curent, distanța $x = l$ pe care protecția este eficientă, este determinată de condiția:

$$\frac{V(l)}{V(0)} = \frac{p_2(l)}{p_2(0)} = \frac{-0{,}285}{-1{,}95} = 0{,}146.$$

Intrucît efectul protectiv se întinde pe canalizație atît în dreapta cît și în stînga sursei, porțiunea de canalizație protejată are lungimea

$$L = 2l.$$

Pentru determinarea lungimii protejate, va fi aşadar necesar să se traseze curba variaţiei lui $p_2(x)/p_2(0)$, în funcţie de x şi să se determine pe această diagramă distanţa $l = L/2$ corespunzătoare valorii $p_2(x)/p_2(0) = 0{,}146$.

In practică, protecţia unei canalizaţii de lungă distanţă se realizează montînd o serie de surse aşezate din distanţă în distanţă. In acest caz calculul porţiunii protejate, de fiecare sursă, este puţin schimbat.

Să considerăm două surse I_a şi I_b de intensitate I, egală, aşezate în punctele de abscisă $x_a = 0$ şi $x_b = 2l$. In aceste puncte potenţialul va avea valorile maxime:

$$V_M = p_2(0)\, I_a + p_2(2l)\, I_b \approx p_2(0)\, I$$

deoarece la distanţa $2l$, efectul celeilalte surse este neglijabil.

In punctul de abscisă $x = l$ potenţialul va avea valoarea minimă

$$V_m = 2\, p_2(l)\, I.$$

Şi în acest caz este necesară condiţia ca

$$\frac{V_m}{V_M} = 0{,}146$$

însă

$$\frac{V_m}{V_M} = \frac{2\, p_2(l)}{p_2(0)} = 0{,}146$$

sau

$$\frac{p_2(l)}{p_2(0)} = 0{,}073. \qquad (12)$$

Datorită acestui fapt, distanţa l, şi în consecinţă şi lungimea de canalizaţie protejată $L = 2l$ este mult mai lungă în cazul cînd se prevăd mai multe surse, decît în cazul cînd se prevede o singură sursă.

Calculul puterii consumate

Puterea consumată de fiecare punct de negativare este dată de relaţia:

$$P = wI^2 \qquad (13)$$

în care w este rezistenţa solului măsurată între anodă şi canalizaţie.

Dacă în punctele de abscisă $x = 0$, în care sînt conectaţi cei doi poli ai sursei, potenţialele anodei şi canalizaţiei sînt

$$V_1(0) = p_1(0)\, I$$
$$V_2(0) = p_2(0)\, I$$

atunci tensiunea dintre aceste puncte va fi

$$U = V_1(0) - V_2(0) = [p_1(0) - p_2(0)]I. \qquad (14)$$

Rezistenţa dintre anodă şi canalizaţie va fi:

$$w = \frac{U}{I} = p_1(0) - p_2(0). \qquad (15)$$

Intensitatea I a curentului necesar pentru a da potenţialul protectiv de —1,95 V este dat de relaţia

$$I = \frac{1{,}95}{w} = \frac{1{,}95}{p_1(0) - p_2(0)}. \qquad (16)$$

Din (13), (15) şi (16) rezultă că:

$$P = \frac{3{,}8}{p_1(0) - p_2(0)}. \qquad (17)$$

Puterea consumată pe kilometru de canalizaţie protejată va fi:

$$\eta = \frac{P}{L} = \frac{3{,}8}{L[p_1(0) - p_2(0)]}. \qquad (18)$$

Relaţia (18) prezintă o mare importanţă tehnico-economică deoarece ea ne arată de care parametri depinde costul protecţiei unităţii de lungime de canalizaţie.

Exemplu de calcul. Relaţiile (11), (12), (17) şi (18) nu permit să se observe dintr-o singură privire, influenţa diferiţilor parametri în ceea ce priveşte eficienţa protecţiei catodice.

Pentru a scoate în evidenţă influenţa diferiţilor factori care determină eficienţa protecţiei

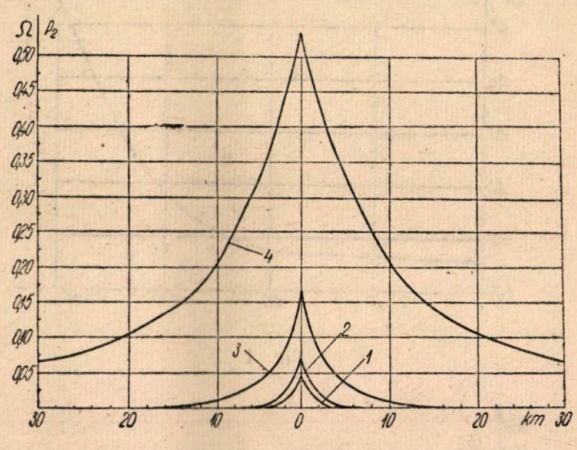


Fig. 2 1—$\mathcal{R}_2 = 0$; 2—$\mathcal{R}_2 = 100\ \Omega\cdot$m; 3—$\mathcal{R}_2 = 1\,000\ \Omega\cdot$m; 4—$\mathcal{R}_2 = 10\,000\ \Omega\cdot$m

catodice, vom ilustra calculul de mai sus printr-un exemplu.

Vom considera o canalizaţie de oţel de rază $a_2 = 0{,}20$ m, şi o rezistenţă $r_2 = 10^{-4}\ \Omega$/km. Anoda are o rază $a_1 = 0{,}05$ m iar rezistenţa ei este $r_1 = 10^{-5}\ \Omega$/km.

Ambii electrozi sînt îngropaţi la o adîncime $h = 1$ m şi se află la o distanţă $D_1 \approx D_2 = 40$ m unul de celălalt.

In fig. 2—7, se arată variaţia diverşilor factori în funcţie de rezistenţa $\mathcal{R}_2$ a izolaţiei. Calculele s-au făcut în ipoteza că rezistivitatea solului are valoarea $\rho = 50\ \Omega\cdot$m.

In fig. 2 se arată variaţia coeficientului p_2 de repartiţie a potenţialului protectiv, în funcţie de x, pentru diferite valori ale rezistenţei de izolament $\mathcal{R}_2$.

Cu ajutorul aceloraşi date s-a calculat variaţia raportului $p_2(x)/p_2(0)$, în funcţie de x, precum şi lungimea L a porţiunii protejate.

In fig. 3 se arată variaţia lungimii L a porţiunii protejate în funcţie de rezistenţa $\mathcal{R}_2$ a învelişului izolant; curba punctată arată variaţia lui L în cazul unui singur punct de negativare, iar curba plină arată variaţia lui L în cazul

cînd pe canalizaţie se află echipate un număr de puncte de negativare. Se vede că lungimea

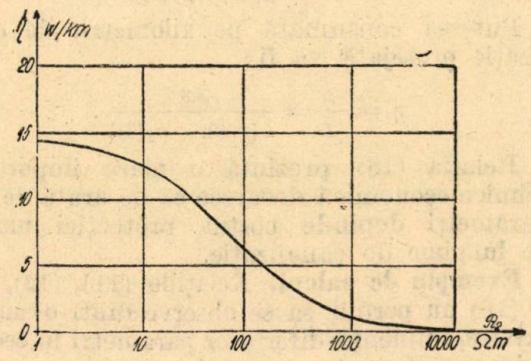


Fig. 3

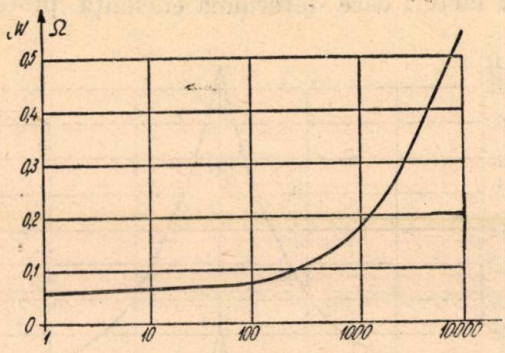


Fig. 4

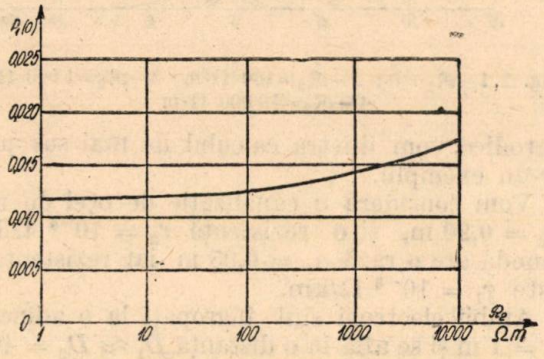
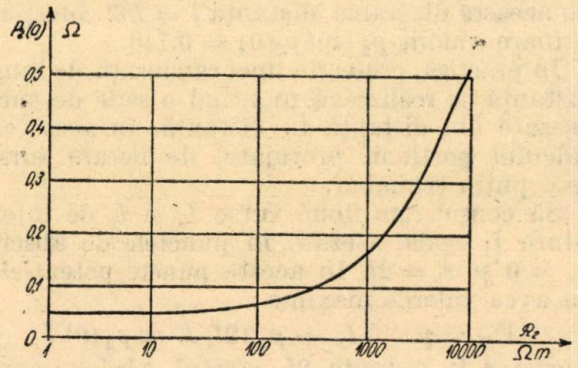


Fig. 5

secţiunii protejate creşte în mod sensibil cu rezistenţa învelişului izolant.

Fig. 4 şi 5 arată variaţia coeficienţilor de repartiţie a potenţialelor p_2 (0) şi p_1 (0) ale canalizaţiei şi anodei, în funcţie de rezistenţa $\mathfrak{R}_2$, a învelişului izolant al canalizaţiei, iar fig. 6, variaţia rezistenţei w dintre anodă şi canalizaţie în funcţie de rezistenţa $\mathfrak{R}_2$ a învelişului izolant. Fg. 7 arată scăderea puterii consumate pe km de canalizaţie, în funcţie de rezistenţa învelişului izolant. Se vede că în special pentru învelişuri de bună calitate, puterea consumată se reduce la mai mult de a zecea parte.

In fig. 8—13 se ilustrează variaţia diferiţilor factori în funcţie de rezistivitatea solului. Calculele sînt efectuate în ipoteza că învelişul izolant al canalizaţiei are o rezistenţă constantă



ig. 6

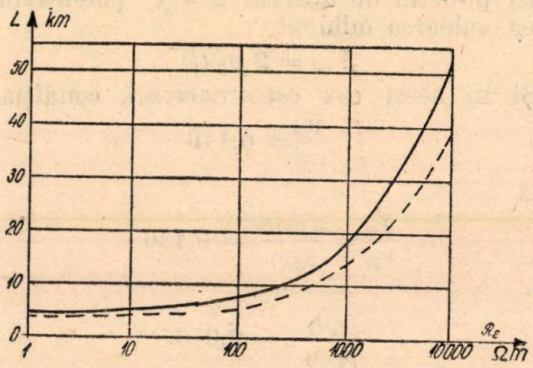


Fig. 7

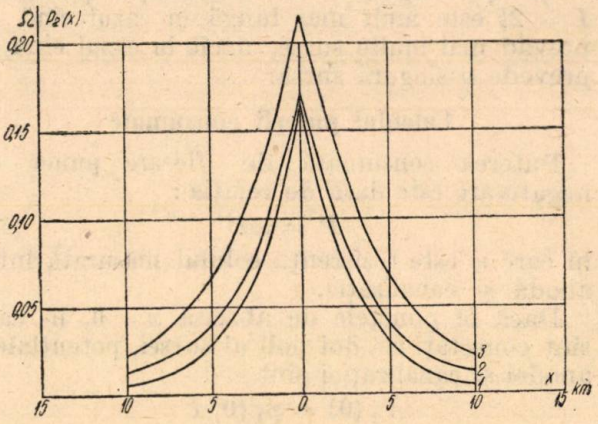


Fig. 8

$\mathfrak{R}_2 = 1000\ \Omega \cdot$ m. Figura 8 arată variaţia coeficientului de repartiţie a potenţialului canalizaţiei în funcţie de x, pentru rezistivităţi ale solului de 50 Ω.m, 100 Ω · m şi 500 Ω · m.

In fig 9 se arată variaţia lungimii secţiunii protejate în cazul unui singur punct de negativare (curba punctată) şi în cazul mai multor puncte de negativare (curba plină). Comparînd fig. 9 cu fig. 3, se vede că rezistivitatea solului este un factor mult mai puţin important decît rezistenţa învelişului izolant. Mai ales în cazul cînd rezistivitatea solului este mică în raport

cu rezistența izolației, efectul rezistivității solului este neînsemnat.

In fig. 10 și 11 se arată variația coeficienților de repartiție ai potențialelor canalizației și anodei, în punctele în care se conectează sursa

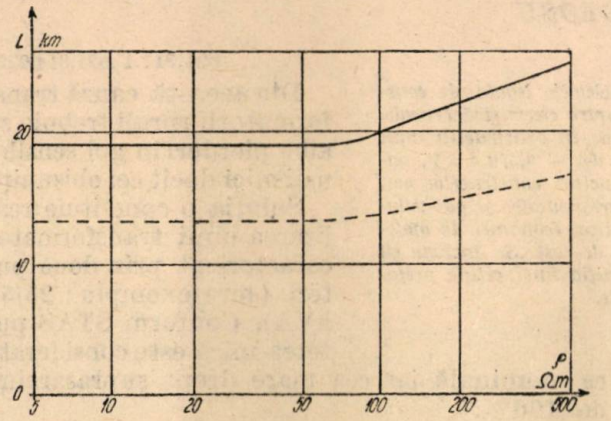


Fig. 9

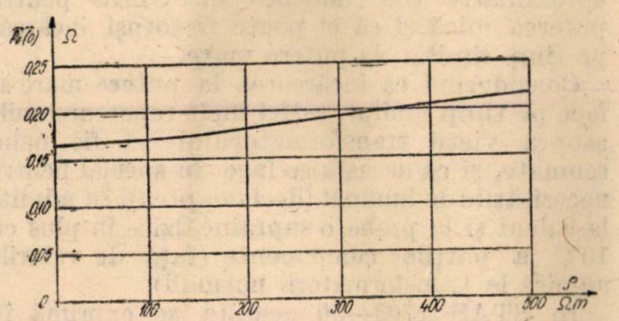


Fig. 10

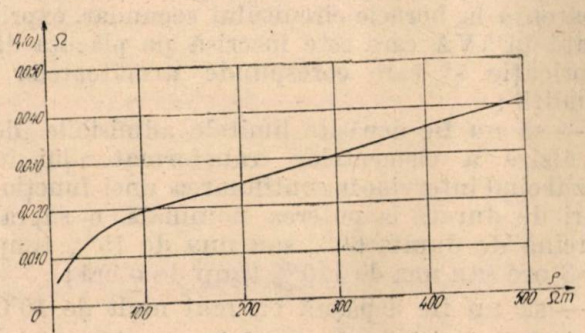


Fig. 11

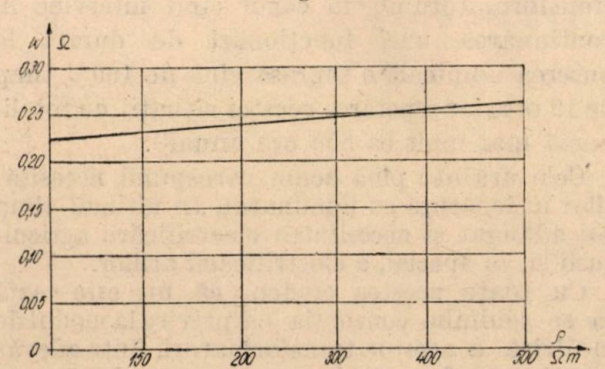


Fig. 12

de curent. Se poate observa că în timp ce potențialul p_2 (0) al canalizației acoperite cu înveliș izolant este influențat numai în foarte mică măsură de rezistivitatea solului, dimpotrivă potențialul anodei neizolate este puternic influ-

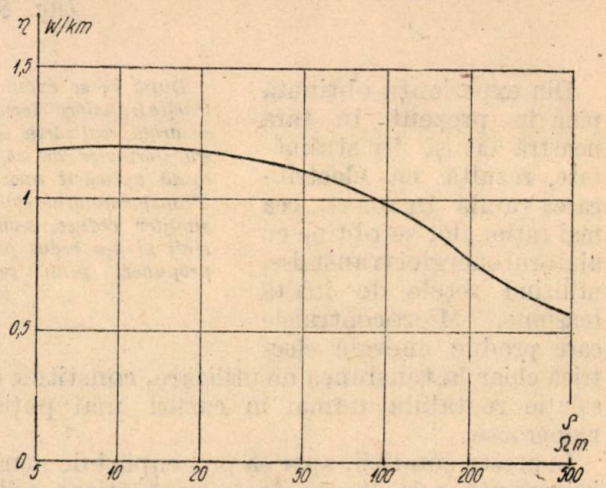


Fig. 13

țat de aceasta. Rezistența dintre electrozi variază liniar cu rezistivitatea solului (fig. 12).

Din fig. 13 reiese că puterea consumată pe unitatea de lungime de canalizație scade odată cu creșterea rezistivității solului.

Concluzii. Calculul protecției catodice pe baza ecuațiilor dispersiei curentului în medii conductoare eterogene, permite să se pună în evidență influența diferiților factori geometrici și electrici.

Dintre toți acești factori, rolul hotărîtor îl are rezistența de izolație a învelișului canalizației.

Rezistivitatea solului din jurul canalizației protejate catodic nu prezintă importanță, iar dimensiunile electrozilor și distanțele lor relative nu constituie nici ei factori esențiali în determinarea eficacității protecției catodice.

Bibliografie

[1] *Prilula V. A.:* Protecția catodică contra coroziunii conductelor subterane, Ed. de Stat pentru literatura tehnico-științifică a petrolului și combustibilului mineral, Moscova — Leningrad 1945.
[2] *Matena S.:* Paliva, nr. 7 (1951), pag. 189—198.
[3] *Gibrat R.:* Documente C.M.I., nr. 34—10 (1934)
[4] *Moisil Gh.:* Analele Transp nr. 3, pag. 161—170, (1951).
[5] *Moisil Gh.:* Electrotehnica III, nr. 12, (1955).

КАТОДНАЯ ЗАШИТА ПОДЗЕМНЫХ СЕТЕЙ

Делается расчет катодной защиты для того чтобы показать влияние разных геометрических и электрических факторов. Определяется защитный потенциал, защитная длина и потребляемая мощность. Дается пример и необходимые выводы для практики.

KATHODENSCHUTZ UNTERIRDISCHER LEITUNGSNETZE

Zuzammenfassung

Es wird die Berechnung des Kathodenschutzes dargestellt um dadurch den Einfluss der verschiedenen geometrischen und elektrischen Faktoren zu erläutern. Sodann werden das Schutzpotential, die geschützte Länge und die verbrauchte Leistung festgestellt. Auf Grund eines Beispiels verden praktische Schlussfolgerungen gezogen.

Transformatori pentru electrificarea rurală

Ing. St. GROSU

621.311.1 :621.314.222

După ce se expun problemele legate de construcția transformatorilor pentru electrificări rurale, se arată realizările obținute în construcția unui transformator de 25/50 kVA — 6,3/0,4 kV, datorită aplicării unor principii constructive noi. Transformatorul realizat are greutatea și gabaritul simțitor reduse, s-au realizat economii de materiale și s-a redus prețul de cost. Se încheie cu propuneri pentru construcția unei celule prefabricate.

Din experiența obținută pînă în prezent în țara noastră cît și în străinătate, rezultă că electrificarea rurală în masă, cea mai rațională, se obține cu ajutorul energiei transmise, utilizînd rețele de înaltă tensiune. Microcentralele care produc energie electrică chiar la tensiunea de utilizare, constituie o soluție rentabilă numai în cazuri mai puțin numeroase.

In aceste condiții, apar ca preocupări de mare importanță cele legate de îmbunătățirea calității și reducerea prețului de cost la posturile de transformare pentru electrificarea rurală.

Dintre problemele acestor posturi de transformare, după cum se vede în cele ce urmează, unele din ele au obținut rezolvări practice care constituie rezultate de mare importanță, altele sînt abia în faza anteproiectelor sau a propunerilor.

Dat fiind numărul mare al transformatorilor ceruți pentru electrificarea rurală și a perspectivelor de viitor s-a adoptat o serie de principii constructive cu totul noi, care să corespundă cu necesitățile care reies dintr-o analiză critică a condițiilor și modului de utilizare.

In special s-a căutat să se găsească elemente specifice legate de greutatea lor relativ redusă, de dimensiunile lor relativ mici, de faptul că se montează pe stîlpi, de modul lor de încărcare etc., care să ducă la construcții princip al diferite și mai avantajoase față de cele ale transformatorilor mijlocii sau mari.

După cum se va vedea, rezultatele obținute, pe baza acestui punct de vedere au fost destul de însemnate, cu atît mai mult cu cît transformatorul se consideră printre produsele el ctrotehnice a căror construcție a atins încă de mult faza de saturație astfel încît, fără schimbarea materialelor folosite, acesta nu mai poate suferi îmbunătățiri simțitoare.

1. **Condiții de funcționare.** Ceea ce formează specificul transformatorului așa zis „rural" este faptul că el prezintă variații foarte importante în ceea ce privește încărcarea, caracterizate în general, prin maxime proeminente însoțite de o funcționare care însumează cea mai mare parte a timpului, cu un regim apropiat de mersul în gol.

Din această cauză transformatorii rurali trebuie să aibe pierderi în gol sensibil mai mici decît cei obișnuiți.

Soluția o constituie realizarea unui transformator caracterizat prin două puteri (spre exemplu : 25/50 kVA). Conform STAS puterea mică este considerată ca nominală iar cea mare drept suprasarcină de 100%.

Aceasta înseamnă că pierderile în gol vor fi aproximativ cele indicate în STAS pentru puterea mică și că el poate fi totuși încărcat pe timp limitat, la putere mare.

Considerînd că încărcarea la putere mare se face pe timp limitat, astfel încît repercursiunile asupra vieții transformatorului să fie neînsemnate, și că aceasta se face în special pentru necesitățile de luminat (deci noaptea), se admite la calcul și la probe, o supraîncălzire în plus cu 10°C a părților componente (față de valorile admise la transformatorii normali).

In STAS 1703—50 aceasta se exprimă în felul următor : „Puterea nominală a transformatorului de tip rural este puterea electrică aparentă la bornele circuitului secundar, exprimată în kVA care este înscrisă pe plăcuța de fabricație și care corespunde următoarelor condiții :

— să nu fie depășite limitele admisibile de încălzire a elementelor transformatorului în cazul cînd intervine în continuarea unei funcționări de durată la puterea nominală, o suprasarcină de durata 60% sau una de 75% timp de 3 ore sau una de 110% timp de o oră ;

— să nu fie depășită cu mai mult de 10°C limitele admisibile de încălzire a elementelor transformatorului, în cazul cînd intervine în continuarea unei funcționări de durată la puterea nominală o suprasarcină de 100% timp de 12 ore, iar repetarea acestei situații nu totalizează mai mult ca 500 ore anual".

Cele arătate pînă acum corespund necesităților în legătură cu iluminatul. In ultimul timp s-a adăugat și necesitatea electrificării agriculturii și, în special, a ele trificării ariilor.

Cu toate acestea credem că nu este cazul să se schimbe concepția cu privire la modul de încălzire a acestor transformatori. Intr-adevăr acești transformatori pot suporta, după cum rezultă din STAS, suprasarcini permanente.

de 60% cu încălziri corespunzătoare transformatorilor normali.

In aceste condiţii un transformator spre exemplu 25/50 kVA, lucrînd la o putere de 40 kVA poate acoperi necesităţile electrificării unei arii şi în plus noaptea poate suporta şi o supraîncărcare în legătură cu necesităţile de iluminat.

2. **Principii constructive.** Elementele constructive noi pe care le prezentăm, s-au aplicat la transformatorul de 25/50 kVA-6,3/0,4 kV nu numai la prototip ci şi la o serie destul de numeroasă.

Rezultatele încercărilor calitative şi economiile deosebit de importante realizate au justificat noua construcţie. Simultan cu sensibila reducere a materialelor, manoperei, s-a ajuns la o calitate mai bună.

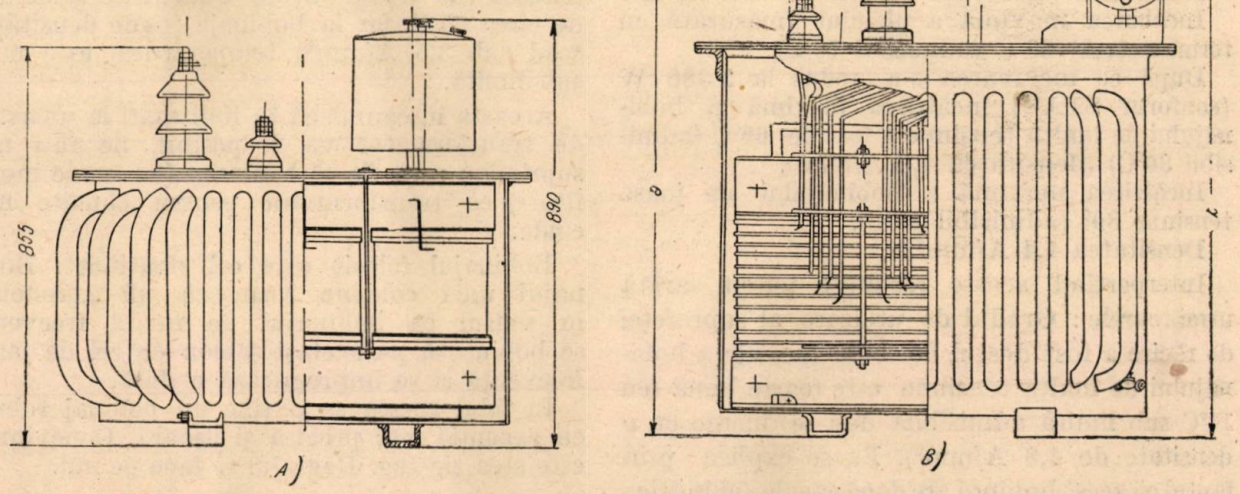


Fig. 1. Transformatorul de 25/50 kVA — 6,3/0,4 kV:
A—tipul nou: *B*—tipul vechi.

Extinderea acestor elemente constructive apare ca logică pentru majoritatea transfortorilor mici (pînă la 100 kVA inclusiv) de tip rural sau normal.

Seria transformatorilor rurali considerată este pînă în prezent următoarea:

10/20 kVA	6/0,4 kV
25/50 kVA	6,3/0,4 kV
25/50 kVA	10/0,4 kV
25/50 kVA	15/0,4 kV
50/100 kVA	15/0,4 kV

Cererile exploatării şi experienţa ce va urma vor preciza necesităţile extinderii acestei serii.

Elementele constructive noi datorită cărora s-au putut realiza asemenea performanţe constau în următoarele:

Miezul se prinde direct pe capac (fiind separat de aceasta printr-o foaie de prespan (fig. 1, *A*).

Prinderea se face prin 4 tiranţi care servesc atît la susţinerea transformatorului cît şi la strîngerea bobinajelor. Acest sistem este mult ajutat de existenţa bobinajului stratificat care, printre altele, prezintă calităţi mecanice superioare. In felul acesta se obţin următoarele avantaje: se micşorează simţitor cantitatea de ulei şi se simplifică schela; se îmbunătăţeşte şi se simplifică sistemul de fixare al transformatorului în cuvă; se micşorează simţitor greutatea totală şi gabaritul.

Prima critică care se aduce, de obicei, acestui sistem este că se înrăutăţesc posibilităţile de răcire (în comparaţie cu situaţia clasică).

Se ştie că se folosesc transformatori cu distanţa redusă faţă de capac la transformatorii foarte mari unde problemele de gabarit sînt predominante. La transformatorii mijlocii sau mici se lasă totdeauna distanţe apreciabile.

Asupra acestei probleme ne vom opri mai mult deoarece are o importanţă principală.

Rezolvarea acestei probleme şi argumentarea în favoarea renunţării la spaţiul dintre transformator şi capac nu o vom face pe baza unor calcule care uneori sînt mai puţin convingătoare, ci pe baza rezultatelor de la platformă.

In primul rînd, considerăm ca bun principiul că standardele în vigoare rezolvă problema condiţiilor de încălzire pe care trebuie să le îndeplinească un transformator.

Problema încălzirii transformatorului se împarte în:

— încălzirea la regim de durată;

— încălzirea la suprasarcină pe timp limitat.

După cum rezultă din partea citată din STAS 1703—50 suprasarcina de 100% (spre exemplu

50 kVA în cazul transformatorului de 25/50 kVA este o suprasarcină temporară, limitată la 12 ore. In realitate, inerția acestor transformatori (construiți după tipul propus sau după cel clasic) este mică, astfel încît se ajunge la regim într-un timp simțitor mai scurt decît 12 ore, iar proba de încălzire în legătură cu această suprasarcină devine practic o probă de durată.

Pentru a vedea ce efect are asupra calității transformatorilor dispariția distanței interioare dintre miez și capac, s-au întreprins o serie de probe cu un transformator de 25/50 kVA — — 6,3/0,4 kV, construit în modelul arătat.

Puterea activă totală cu care s-au încărcat în scurtcircuit a fost de 2 640 W (260 W pierderi în gol + 2 380 W pierderi în scurtcircuit).

Suprafața transformatorului (fără fund): circa 4 m^2.

Rezultă o încărcare de circa 660 W/m^2.

Incălzirea maximă a uleiului (măsurată cu termometrul) 69°C (admisibil 70°C).

După ce încărcarea s-a redus la 2 380 W (conform STAS) încălzirea maximă a bobinajului de înaltă tensiune a fost de 69°C (admisibil 80°C) (densitatea 4,8 A/mm^2).

Incălzirea maximă a bobinajului de joasă tensiune 80° (admisibil 80°C).

Densitatea 4,4 A/mm^2.

Interpertînd aceste rezultate putem arăta următoarele: Gradul de utilizare al suprafeței de răcire a fost destul de bun. Incălzirea bobinajului de înaltă tensiune este foarte bună (cu 11°C sub limita admisibilă deși se merge cu o densitate de 4,8 A/mm^2). Ea se explică prin faptul că acest bobinaj are două canale (cilindrice axiale) de răcire. La bobinajul de joasă tensiune încălzirea este admisibilă. Prin introducerea unui canal și la acest bobinaj (care nu are nici unul) temperatura poate coborî mult.

La proba de suprasarcină s-a obținut următoarele: suprasarcina de 75% duce la o încălzire a uleiului (pentru regim permanent, față de 3 ore cerut de STAS) de 58°C.

La suprasarcină de 110% după o oră s-a obținut încălzirea de circa 57°C.

In ambele probe încălzirile bobinajelor sînt sub limită.

In concluzie, transformatorul corespunde STAS-ului.

Cantitatea de ulei (100 kg) deși mică ar mai putea fi încă redusă (sub aspectul încălzirii și al izolației).

Situația reală este mai bună decît cea formală. Astfel, încălzirea înfășurărilor care este punctul cel mai important în legătură cu durata vieții unui transformator, se găsește, sau se poate găsi mult sub STAS. In ceea ce privește încălzirea uleiului, trebuie să arătăm că STAS-ul nu face nici o deosebire între transformatorii rurali cu conservator sau fără. Or, între aceștia există o deosebire esențială. In cazul transformatorului folosit care are conservator, contactul între aer și ulei nu se face decît în conservator unde temperatura este cu cîteva zeci de grade mai redusă, astfel că fenomenele de oxidare sînt mult atenuate și temperatura existentă a uleiului nu poate fi o cauză de degradare a acestuia.

Problema răcirii transformatorului considerat este relativ grea din cauza pierderilor mari și a densităților mari la suprasarcină de 100%.

In cazul cînd în cuva actuală a transformatorului de 25/50 kVA se introduc pierderile totale ale unui transformator normal de 50 kVA (circa 1 700 W) se obține o încălzire a uleiului de circa 50°C, iar la bobinaje (unde densitățile scad sub 3,5 A/mm^2) temperatura este mult sub limită.

Aceasta înseamnă că în linii mari la un astfel de transformator va fi posibil, fie să-i mai suprimăm țevi, fie să-l folosim (cu unele modificări) ca transformator pentru climate mai calde.

Bobinajul folosit este cel stratificat. Bobinajul unei coloane formează un „monolit" în sensul că bobinajul de înaltă frecvență se bobinează pe același șablon cu cel de joasă frecvență și se impregnează o dată.

In felul acesta se obține un bobinaj robust cu execuție mai precisă și ușoară. Conexiunea este stea zig-zag. Reglajul se face pe nul.

3. **Alte elemente constructive.** In primul rînd ne-am hotărît să folosim conservatorul, deoarece în special, în cazul transformatorilor rurali unde se admit încălziri cu 10° mai mari ca la ceilalți transformatori, trebuie evitat contactul dintre suprafața caldă a uleiului și aer.

In ceea ce privește construcția s-a mers pe următoarele principii.

S-a realizat comutatorul și conservatorul într-un subansamblu comun (fig. 2). In acest fel se obține avantajul că dispare necesitatea trecerii etanșe a axului comutatorului (care este o piesă mobilă) prin capac.

Comutatorul însăși este de o construcție extrem de simplă și robustă, redusă ca dimensiuni și ca număr de repere. Fiind un comutator de nul și trebuind să facă simultan scurtcircuitarea a trei puncte este format dintr-o măsuță (m) mobilă cu 3 picioare metalice în scurtcircuit. Măsuța se sprijină pe o placă (p) cu 9 contacte (cîte 3 de fiecare fază).

Dat fiind că o măsuţă cu 3 picioare calcă pe toate trei deodată, presarea piesei *m* se face printr-un singur resort spiral. Este inte-

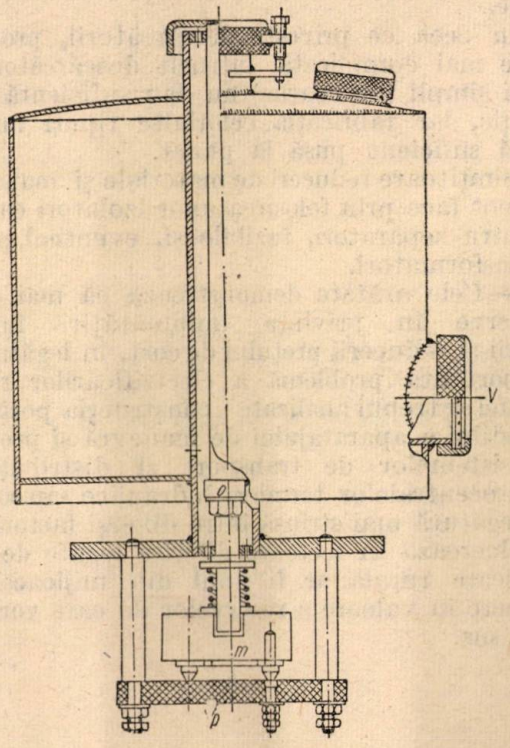


Fig. 2. Ansamblul comutator-conservator.

resant de semnalat faptul că în cazul slăbirii resortului, presiunea pe contacte se menţine totuşi în limite su iciente (ţinînd seama că avem curenţi mici) prin greutatea axului.

Ansamblul comutator — conservator este montat fix pe capac. Curăţirea conservatorului de eventuale depozite de impurităţi, se poate face fără demontarea conservatorului prin vizor (*V*) şi prin orificiul special de golire (*o*) (fig. 2).

Conservatorul însăşi este altfel aranjat decît în construcţiile clasice (el constă dintr-un c lindru cu axul vertical).

In privinţa indicatorului de ulei, s-a adoptat în locul nivelei de ulei un vizor circular (fig. 2).

Deşi eficacitatea acestui vizor este o problemă încă discutabilă şi de fapt neprincipial legată de transformator în asamblu, vom insista totuşi asupra ei. Există în tehnica actuală a construcţiilor de transformatori, tendinţa de a se renunţa la nivela de ulei cu tub de sticlă. Aceasta are o construcţie relativ complicată, oferă posibilităţi de a se sparge frecvent şi nu poate da indicaţii la distanţe mai mari. Uneori din cauza unor defecte de construcţie, această nivelă dă indicaţii neexacte, în sensul că indică existenţa uleiului în conservator cînd în realitate aceasta a scăzut sub capac. Este suficient să citäm cazul cînd un transformator de mare putere defectat din această cauză a lăsat fără energie electrică timp de cîteva zile un important centru industrial.

Inlocuirea se face la unele construcţii străine (britanice, maghiare, mai rar sovietice) printr-o deschidere dreptunghiulară, aşezată vertical pe toată înălţimea, acoperită cu o placă transparentă care se etanşează prin garnituri. Această soluţie este destul de bună.

Din motive de simplificare a construcţiei şi îmbunătăţire a etanşeităţii, la transformatorul de 25/50 kVA s-a adoptat un vizor circular. Acesta, dacă are un diametru suficient (circa 80 mm) şi dacă are în spate un ecran alb, permite observarea uleiului (de data aceasta fără dubiu) de la o distanţă de circa 10 m ceeace nu s-a introdus în căla constucţia actuală). Acest vizor mai are avantajul că prin desfacere poate servi la curăţirea conservatorului fără demontare, astfel ca acesta să se poată monta fix la cuvă.

Vizorul despre care este vorba are însă dezavantajul că arată numai dacă există sau nu ulei în conservator şi nu indică nivelul în orice situaţii.

Se consideră totuşi că din punct de vedere practic, acesta este lucrul cel mai important, că citirile se fac ziua, cînd de obicei transformatorul este descărcat. Astfel, respectînd condiţia că în orice împrejurare să se vadă toată suprafaţa vizorului acoperită cu ulei, se realizează practic buna funcţionare a transformatorului.

La umplere sau în cazuri speciale, nivelul se poate observa pe o.ificiul de umplere al conservatorului.

In sistemul de răcire folosit, ţevile de răcire sînt mai scurte însă mai numeroase; din cauza dimensiunilor lor reduse, s-au putut folosi ţevi din stocul de deşeuri.

4. **Rezultate obţinute.** Rezultatele obţinute la noul transformator, în comparaţie cu cel vechi, se văd în tabela 1. La tipul nou se obţine şi o reducere a pierderilor la fier de la 300 W la 250 W.

Tabela 1

Transformatorul 25/50 kVA — 6,3/0,4 kV

	Tipul vechi	Tipul nou	Diferenţa
Tabla oţel sil.	180 kg	165 kg	— 15 kg
Cupru	53 kg	48 kg	— 5 kg
Ulei	173 kg	100 kg	— 73 kg
Greutate totală	560 kg	450 kg	—110 kg
Gabarit	1 000 × 700 $h = 1\ 200$	1 000 × 700 $h = 900$	

Comparativ în fig. 1 se văd cei doi transformatori (la aceiaş scară). Reducerea de preţ este de circa 20%. Reducerea de manoperă de circa

transformator este mai robust în special la transport. Greutatea lui redusă poate avea urmări importante în legătură cu eventuala reducere la dimensionarea stîlpilor pe care se montează.

Greutatea redusă şi gabaritul redus constituie elemente de reducere al preţului de cost, la transport manevră şi ambalaj.

Greutatea existentă poate fi încă redusă obţinîndu-se astfel un transformator cu performanţe superioare celor existente pe piaţa mondială, bazaţi pe construcţii clasice (în ipoteza folosirii aceleiaş calităţi de tablă silicioasă).

5. **Concluzii.** Se poate afirma că transformatorul construit constituie un progres real

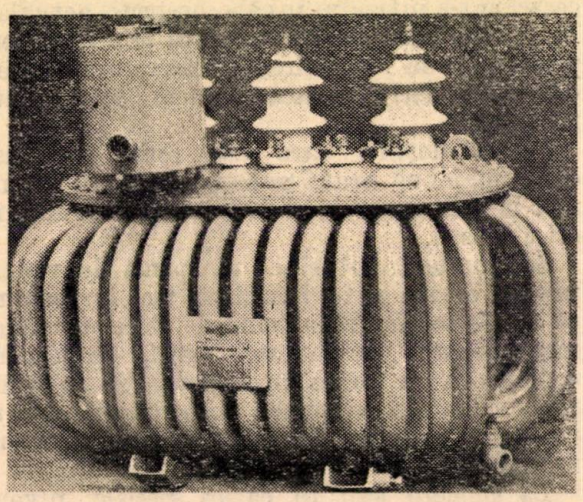


Fig. 3. Transformatorul de 25/50 kVA — 6,3/0,4 kV construit.

faţă de construcţiile existente şi că principiile lui de construcţie vor trebui extinse şi la alţi transformatori de mică putere. In fig. 3 se vede fotografia acestui transformator.

6. **Probleme de viitor.** Realizările în legătură cu aparatajul specific electrificărilor rurale, sînt abia în faza anteproiectelor.

Este probabil că o celulă prefabricată ar constitui un element preţios în legătură cu reducerea preţului de cost a posturilor de transformare rurală. In cele ce urmează vom arăta cîteva din premizele construcţiei unei celule pentru partea de înaltă tensiune cu variantele 6 şi 15 kV.

Celula ar urma să cuprindă următoarele aparate:

1) separatori,
2) siguranţe fuzibile,
3) descărcători contra supratensiunilor.

Experienţa şi teoria au arătat că la puterea şi tensiunile care se iau în considerare în cazul de faţă, separatorii funcţionează în bună condiţii pentru deconectarea transformatorului de la linie.

In ceea ce priveşte descărcătorii, problema este mai complicată, întrucît descărcătorii cei mai simpli (cu coarne) nu dau suficientă satisfacţie, iar fabricaţia celorlalte tipuri nu este încă suficient pusă la punct.

Simţitoare reduceri de materiale şi manoperă, se pot face prin folosirea unor izolatori comuni, pentru separatori, fuzibile şi, eventual, pentru transformatori.

— Cele arătate demonstrează că mai există rezerve în privinţa îmbunătăţirii funcţionării şi reducerii preţului de cost, în legătură cu importanta problemă a electrificărilor rurale. Astfel ar trebui analizate: construcţia posturilor pe stîlpi a aparatajului de manevră şi protecţie a sistemelor de transport şi distribuţie, a microcentralelor termice, hidraulice sau eoliene. O legătură mai strînsă între diverşi factori care conlucrează în sectoare diferite legate de electrificare rurală ar fi unul din mijloacele de punere în valoare a rezervelor de care vorbeam mai sus.

* *

ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРИФИКАЦИИ СЕЛ

Р е з ю м е

После изложения ряда вопросов, связанных с конструкцией трансформаторов для электрифицирования сел, описываются достижения в области конструкций трансформатора на 25/50 ква 6,3/0,4 кв, на основе применения новых конструктивных принципов. Изготовленый трансформатор обладает значительно пониженными весом и габаритами, причем была достигнута значительная экономия материалов и снижена себестоимость. В заключении выдвигается предложение по сооружению сборной ячейки.

* *

TRANSFORMATOREN FÜR DIE ELETRIFIZIERUNG AUF DEN LANDE

Zusammenfassung

Nach der Erläuterung einiger Probleme in Verbindung mit der Konstruktion von Transformatoren für die Elektrifizierung auf dem Lande werden die Erfolge dargestellt die durch die Konstruktion eines Transformators von 25/50 kVA, 6,3/0,4 kV, auf Grund neuer Konstruktionsprinzipien, erzielt wurden. Der Verwirklichte Transformator hat ein erheblich vermindertes Gewicht und kleinere Dimensionen, wodurch Materialersparnisse, und als Folge ein viel kleinerer Kosttenpreis erzieltwurden. Zum Schluss werden Vorschläge zur fabricksmässigen Herstellung von fertigen Zellen gemacht.

Introducerea elementară în cibernetică

Prof. ing. Edm. NICOLAU

621.372

Se precizează conținutul noțiunii de cibernetică și problemele esențiale ale acestei orientări științifice: teoria informației, teoria sistemelor automate și teoria mașinilor electronice de calcul.

1. Generalități. Se poate considera că actualmente omenirea a intrat într-o a doua revoluție industrială, caracterizată prin apariția așa-numitelor mașini „intelectuale". Din această cauză, credem util a prezenta unele din ideile și realizările care se dezvoltă sub numele general de „cibernetică".

Scopul acestui articol este de a preciza conținutul termenului de cibernetică și de a prezenta într-o formă cît mai accesibilă cîteva din problemele fundamentale ale acestui curent de idei. Trebuie precizat însă, de la început, că deși această știință este tînără, ea a afectat în mod profund industria și este pe cale de a afecta diverse sectoare de activitate umană.

Prin cibernetică se înțelege orientarea științifică, care caută să grupeze ansamblul teoriilor, ipotezelor și punctelor de vedere relative la problemele generale ale conducerii și conexiunilor în mașinile automate și în organismele vii.

In cibernetică se deosebesc trei mari părți, care se ocupă cu : *a* — teoria informației ; *b* — teoria mașinilor electronice de calcul ; *c* — teoria sistemelor automate cu reacție.

In cele ce urmează se vor dezvolta succesiv unele date privind aceste probleme generale cibernetice. Inainte însă de a trece la tratarea subiectului este necesar a se face unele precizări.

In primul rînd, că în stadiul actual de dezvoltare cibernetica este mai puțin o știință — în sensul clasic al cuvîntului — ci mai degrabă o orientare științifică — așa cum de altfel se subliniază în definiție. Este însă sigur că, unele părți ale ciberneticii sînt de pe acum științe foarte bine închegate, de mare rigurozitate științifică. De asemenea, este foarte probabil că în curînd întreaga cibernetică va deveni o știință extrem de importantă atît din punct de vedere al aplicațiilor practice, cît și din punct de vedere general filozofic.

In al doilea rînd, trebuie precizat că fiecare din cele trei părți mari care formează cibernetica a fost obiectul a numeroase studii de amănunt sau de sinteză. Va fi imposibil ca în cadrul unui articol să se redea mai mult de unele aspecte importante și sezisante ale problemelor.

Termenul de cibernetică nu este nou, deși mult timp el a fost ignorat. Astfel, de exemplu dacă se caută într-o enciclopedie mare — și destul de veche — cum este Grand dictionnaire universel Larousse, apărut la finele secolului trecut, se citește : „cibernetică (de la grecescul kubernao, eu guvernez). Didact. Numele părții din economia politică care se ocupă de arta guvernării, în clasificarea lui Ampère". Adăugăm că în elină kubernetes înseamnă pilot, deci guvernarea trebuie înțeleasă după Ampère în sensul pilotării. Adăugăm, de asemenea, că André-Marie Ampère, creatorul cuvîntului de cibernetică este cunoscutul om de știință Ampère, cu lucrări fundamentale în electromagnetism. Termenul în cauză a fost introdus de el în lucrarea „Essai sur la philosophie des sciences", Paris 1838, în care încerca să dea o clasificare a tuturor cunoștințelor omenești. Modul în care procedează este uneori arbitrar. Termenii propuși pentru unele discipline inexistente atunci, sînt curioși : canolbogie, terpnognozie, tehnestetică — termeni complet uitați, care nu figurează nici chiar în dicționarul citat.

Și termenul de cibernetică a fost complet uitat pînă cînd a fost reintrodus în circulație — mai corect a fost introdus în circulație — de către cartea de mare răsunet a lui Norbert Wiener [1]. In această carte se expun ideile fundamentale ale noii științe care abia acum se naște. In noua concepție, cibernetica nu se mai ocupă cu guvernarea societății umane, ca în definiția lui Ampère, ci cu teoria informației și cu controlul în animal și mașină. Adică, dezvoltînd ideile conținute în această definiție, se arată că între ființele vii și mașini există o analogie foarte adîncă, care rezidă în faptul că ambele sînt sisteme automatizate. Se arată, de asemenea, rolul pe care teoria informației îl are în comunicații.

Cartea era rodul unor eforturi susținute în timpul războiului spre a se crea mașini matematice, pentru a studia teoretic dispozitive automate complexe, pentru a se studia matematic teoria comunicațiilor și pentru a se crea[1] proteze senzoriale.

Credem că este interesant a se arăta că Norbert Wiener este un foarte mare matematician, cu lucrări de valoare în analiza armonică și în teoria extrapolării.

Credem, de asemenea, interesant a arăta că și Ampère s-a ocupat de problema sistemului nervos, avînd un memoriu intitulat : „Considerations philosophiques sur la determination du système solide et du système nerveux des animaux articulés," 1824, Annales des sciences naturelles. Dealtfel, preocupările pentru sistemul nervos sînt foarte mari la cibernetic ieni.

2. Teoria informației

In cele ce urmează se vor reda unele idei generale ale teoriei informației. Pentru alte detalii se poate consulta [4].

Prin informații se înțeleg datele referitoare la rezultatele unor evenimente, date care nu sînt dinainte cunoscute. Aceste informații se obțin ca atare. Datele cunoscute, evident, nu mai au caracter de informație pentru noi.

In general, schema transmiterii informației este destul de complexă. Ea poate fi schematizată ca în fig. 1. Informația de transmis este mai întîi codată, apoi transmisă pe un canal care se termină la un receptor. Aici se produce o decodare, obținîndu-se astfel o anumită informație.

Ca exemplu, de sistem care intră în schema generală propusă este transmiterea unei telegrame. Informația pe care noi dorim a o transmite este tradusă în semnale electrice, de exemplu

în codul Morse. Un emițător transmite semnalele respective pe linie sau cu ajutorul undelor electromagnetice. Aceste semnale transmise ajung la receptor, după ce au suferit acțiunea diverșilor paraziți. La recepție semnalele codului Morse sînt traduse în litere și se reconstituie astfel un mesaj.

lanț cu legături complete. Acest din urmă tip de lanț a fost introdus în 1935 de O. Onicescu și Gh. Mihoc și prezintă un mare interes în teoria informației.

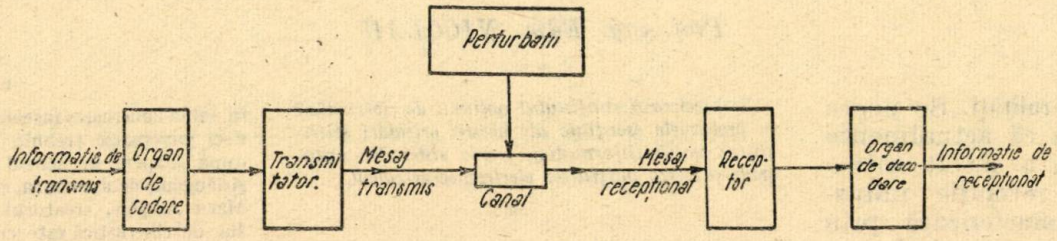


Fig. 1

Dacă transmisia s-ar face în condiții ideale, adică dacă nu ar exista perturbații, atunci semnalul recepționat ar fi identic cu cel transmis, deci s-ar obține o restituire integrală a cantității de informații transmise. Aceasta se întîmplă însă numai în rare cazuri, excepționale. In uriașa majoritate a cazurilor, mesajele transmise suferă acțiunea unor perturbații prezentînd un caracter statistic.

Perturbarea mesajelor se face într-un mod neregulat, statistic. Matematicienii au reușit totuși să stabilească anumite legi referitoare și la procesele statistice, aparent haotice.

Cel puțin jumătate din lanțul din fig. 1 există și în organismele vii. Aici mesajul senzorial este — în cazul senzațiilor exteroceptive — dat de mediul ambiant. Organele senzoriale traduc excitația în stimuli care se transmit de-a lungul fibrelor nervoase spre anumiți centri, unde eventual sînt recepționați ca atare sau sînt din nou transformați. Mesajele senzoriale suferă și ele o alterare în timpul parcursului, neajungînd toate la nivelul conștient.

In teoria informației un rol important îl joacă așa numitele lanțuri probabiliste. Vom da foarte pe scurt definiția acestor lanțuri, fără a intra în detalii care pot fi găsite în lucrările de specialitate.

Fie X_1, X_2 ... X_n un șir de variabile dependente. Aceste mărimi formează un lanț dacă : *a*) — se succed în ordinea crescătoare a indicilor ; *b*) — X_n reprezintă *același* fenomen aleator, oricare ar fi n.

Ca exemplu de șir de variabile dependente care formează un lanț se poate lua șirul rezultatelor unei partide de joc cu banul. Să acordăm valoarea P aruncării cu banul, în care iese stema și Q aruncărilor în care iese cifra. Grafic o astfel de partidă se poate schematiza ca în fig. 2.

In fiecare lanț X_j poate lua una din valorile a_k $(k = 1,2 \cdot r)$.

In fiecare lanț se definește o probabilitate de trecere de la valoarea a_{jn}, obținută în X_n, la valoarea $a_{k,\,n+1}$, pe care o ia lanțul în X_{n+1}. După cum aceste treceri depind sau nu de diverși factori, sîntem în prezența unui tip sau altul de lanțuri. Se disting : lanțuri Markov, lanț simplu, finit și constant, lanț discontinuu, lanț continuu,

In teoria comunicațiilor lanțul este constituit de stările pe care le poate lua elementul transmis. In codul Morse, de exemplu, intervin următoa-

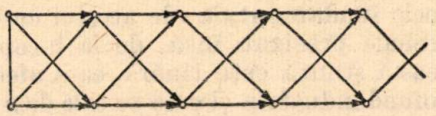


Fig. 2

rele elemente : punctul, linia, spațiul dintre semnele unei aceleași litere, spațiul dintre cuvinte. In fig. 3 se dă diagrama trecerii sistemului dintr-o stare în alta.

Există o anumită probabilitate de trecere dintr-o stare în alta. Astfel de exemplu, niciodată un spațiu dintre semne nu poate fi urmat de

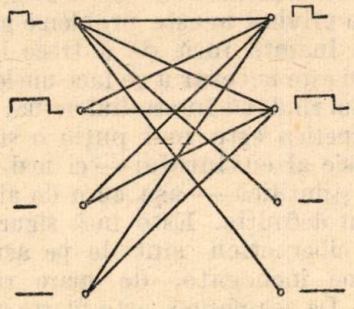


Fig. 3

un spațiu între cuvinte, deoarece un spațiu între semne este urmat obligatoriu de un semn. Probabilitatea trecerii respective este deci zero.

In sistemele de comunicație lucrările sînt mult mai complicate deoarece limba în care se transmit mesajele prezintă o anumită structură. Această structură este de mai multe feluri. In primul rînd, în fiecare limbă există o anumită frecvență de repetiție a literelor, apoi o frecvență de repetiție a grupurilor de litere. In fig. 4 se reprezintă frecvența de repetiție a literelor într-un text curent de ziar. La fel s-au făcut statistici pentru grupurile de două și mai multe litere care se succed.

De exemplu, în limba romînă grupul — *nstr* — va fi relativ frecvent în textele ştiinţifice şi rar în poezie. In primul caz, el intervine în derivatele de la a demonstra. La fel, grupul — *sch* — va fi foarte frecvent în germană şi mult mai rar în limba romînă etc.

O primă concluzie care se degajă de aici, este faptul că, în fiecare limbă este indicat a se utiliza

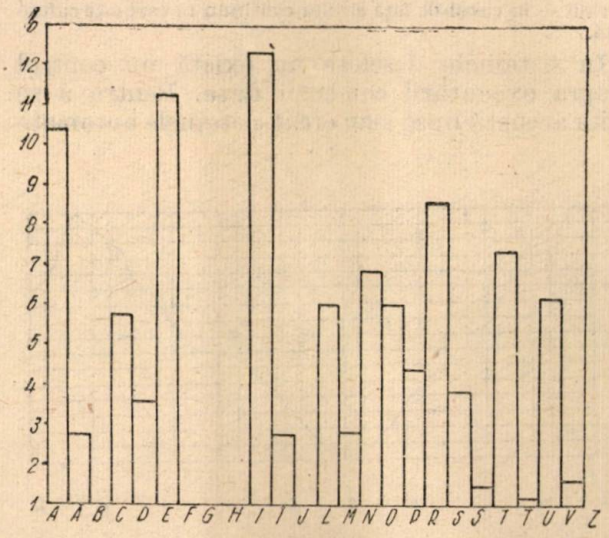


Fig. 4

un anume cod, corespunzînd structurii limbii respective. Codul trebuie ales astfel încît celor mai frecvente litere să li se acorde semnele care ocupă cel mai puţin transmiţătorul, în modul acesta obţinîndu-se o eficienţă maximă.

De asemenea, se degajă concluzia că pentru a cifra un mesaj nu este suficient a face o simplă translaţie, scriind de exemplu *b* în loc de *a*, *c* în loc de *b* etc., deoarece structurile se menţin şi din tabele statistice se poate deduce imediat cheia şi deci mesajul original.

Pentru a putea evolua cantitatea de informaţie a fost necesar ca mai întîi să se stabilească un procedeu obiectiv de evaluare statistică a informaţiei. Aceasta desigur se referă la cantitatea de informaţie conţinută într-un mesaj şi se calculează în funcţie de lungimea mesajului, ceea ce desigur nu este just, un „da" sau un „nu" valorînd adeseori cît multe alte cuvinte. Totuşi, procedeul este just din punct de vedere statistic.

O concluzie foarte importantă care se degajă este că în general, datorită perturbaţiilor, informaţia la recepţie va fi întotdeauna mai mică decît la emisie.

Faptul că totdeauna cantitatea de informaţie scade, este analog faptului că în sistemele închise totdeauna entropia variază într-un singur sens. Aceasta a făcut ca şi în teoria informaţiei să se introducă o funcţie numită entropie, cu proprietăţi formale şi chiar esenţiale analoge cu cele ale entropiei din fizică.

Inainte de a termina scurtele date referitoare la teoria informaţiei, amintim că în studiile întreprinse s-a ajuns astăzi să se deformeze semnalele la emisie într-un anumit sens, astfel încît deformarea suferită în transmitere să le reducă la starea iniţială. De asemenea, trebuie amintit că,

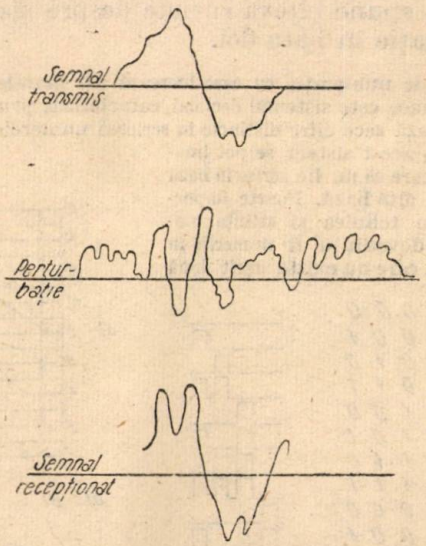


Fig. 5

astăzi a luat o mare dezvoltare tehnica impulsurilor. In această tehnică se utilizează semnale discontinue, impulsuri. Avantajul lor este că utilizîndu-se asociate cu o tehnică de „tot sau

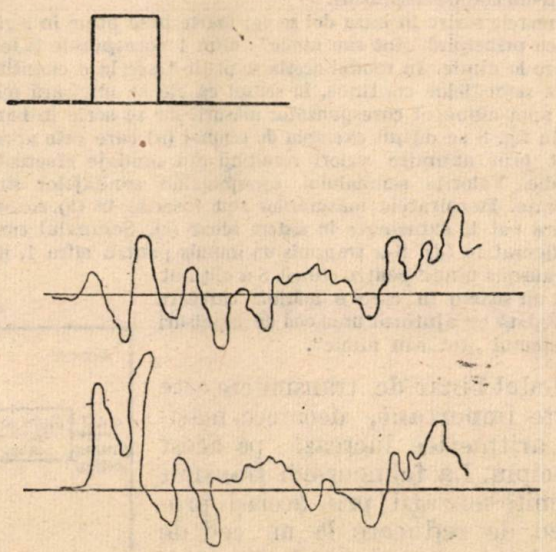


Fig. 6

nimic" se pot efectua transmiteri în condiţii mai bune decît atunci cînd se transmite un mesaj avînd posibilitatea să ia multe — eventual o infinitate de valori.

In fig. 5 se arată un semnal continuu care se modifică sensibil sub acţiunea perturbaţiilor. In fig. 6 se arată că aceleaşi perturbaţii acţionînd

asupra unui semnal, format din impulsuri, le modifică mult mai puțin configurația.

In fig. 6 se recunoaște ușor că în semnalul perturbat este un impuls.

Acest avantaj al sistemelor de „tot sau nimic" face ca să se treacă și la o cuantificare a semnalelor continue. Spre a înțelege acest procedeu, este necesar a spune cîteva cuvinte despre sistemul de numerație în baza doi.

Sistemul de numerație cu care lucrează azi marele public din toată lumea este sistemul decimal, caracterizat prin faptul că se utilizează zece cifre distincte în scrierea numerelor. Spre deosebire de acest sistem se pot imagina altele care să nu fie scrise în baza 10 ci în orice altă bază. Foarte importante pentru tehnica și știința modernă s-au dovedit a fi numerile în baza doi, în care nu există decît două

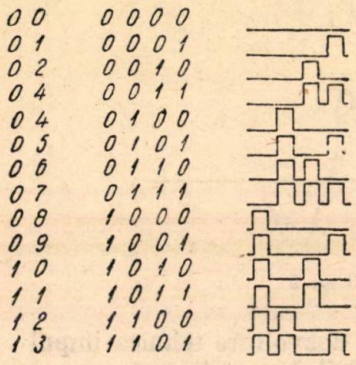


Fig. 7

cifre semnificative: zero 0 și unu 1. In fig. 7 se arată cum se scriu numerele în acest sistem binar și se dă și transcrierea lor într-un cod de impulsuri.

Numerele scrise în baza doi se pot foarte bine pune în legătură cu principiul „tot sau nimic": cifra 1 corespunde la tot, iar zero la nimic. In modul acesta se poate trece la o cuantificare a semnalelor continue, în sensul că ele se măsoară mai întîi, apoi numărul corespunzător măsurii lor se scrie în baza doi. In fig. 8 se dă un exemplu de semnal (*a*) care este aproximat prin anumite valori rezultînd din sondaje efectuate periodic. Valorile semnalului corespunzînd sondajelor sînt măsurate. Rezultatele măsurărilor sînt înscrise în (*b*). Aceste numere pot fi exprimate în sistem binar (*c*). Semnalul emis este figurat în (*d*). S-a transmis un impuls pentru cifra 1, nu s-a transmis nimic pentru cifra 0. S-a obținut astfel un sistem în care o mărime oarecare este redată cu ajutorul unui cod de impulsuri în sistemul „tot sau nimic".

Modul binar de transmitere este foarte important, deoarece mașinile aritmetice lucrează pe acest principiu. La fel neuronii transmit anumite senzații prin același procedeu de reducere la un cod de impulsuri, la un cod bivalent. Problema va fi reluată mai departe.

3. Teoria sistemelor automate

Prin automat se înțelege un anumit dispozitiv care, după punerea în funcțiune execută anumite operații fără alte intervenții dinafară. In mare, aceste automate se pot clasifica în sisteme automate cu circuit deschis (fig. 9, *a*) și cu circuit închis (fig. 9, *b*).

Un exemplu de sistem automat cu circuit deschis îl constituie dispozitivul de acționare a cîrmei la marile nave. Aici, mișcarea timonei nu mai acționează direct asupra cîrmei, care necesită o forță mare spre a fi mișcată. Comanda dată de timonier este tradusă într-un semnal electric de către un organ traducător, care transmite comanda unui dispozitiv de acționare, respectiv un motor electric care își rotește axul cu un unghi, astfel încît cîrma să se rotească conform comenzii. Cîrma — obiectul comandat — se rotește înfrîngînd rezistența sarcinii — în cazul de față mediul continuu în care este cufundată.

In sistemele deschise nu există un control asupra executării comenzii date. Pentru a se evita această lipsă s-au creat sistemele automate

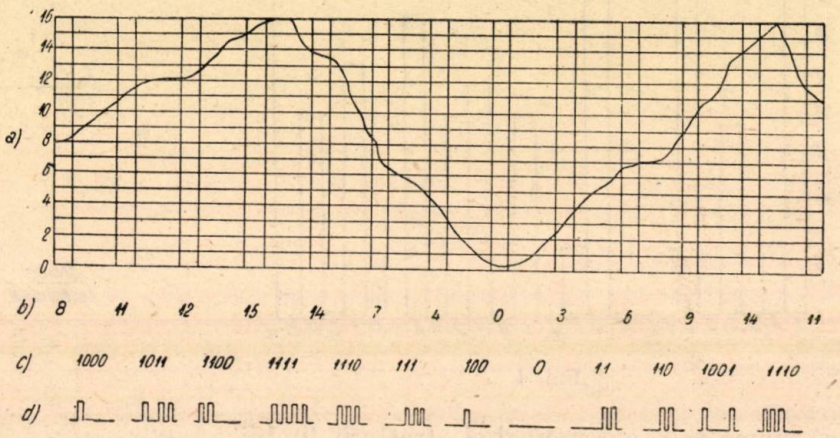


Fig. 8

cu circuit închis, avînd schema bloc din fig. 9, *b*. Aici s-a introdus un organ care să măsoare co-

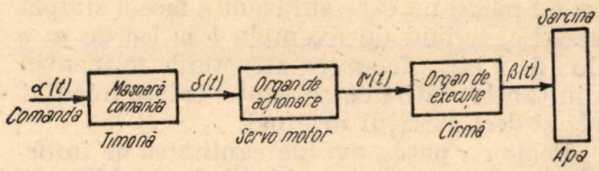


Fig. 9 a

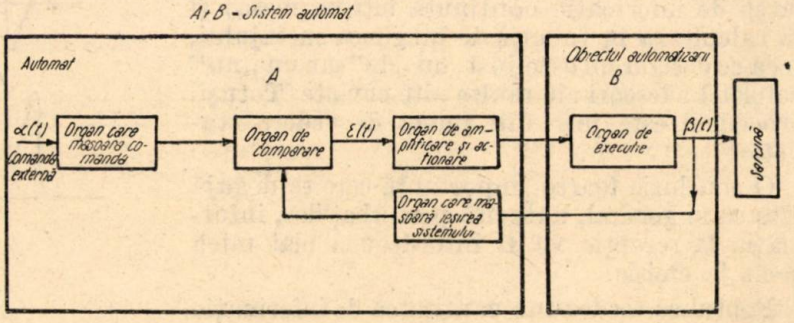


Fig. 9 b

manda efectuată de organul executor, și un al doilea organ care să compare răspunsul sistemului cu comanda dată. Acest sistem prezintă un mare avantaj față de primul deoarece, se elimină posibilitatea neefectuării corecte a

comenzii. Apar în schimb, alte complicaţii—din care principala este posibilitatea ca, sistemul să intre în oscilaţie. Asupra acestei chestiuni, se va reveni în paragraful următor.

Menţionăm că, în corpul oricărei fiinţe vii există un mare număr de sisteme care pot fi considerate ca sisteme automate în circuit închis. Astfel, există un sistem termoregulator, altul care menţine numărul eritrocitelor în jurul unei valori date, altul care face ca greutatea corpului să rămînă constantă, etc. La fel există sistemele de adaptare.

Introducerea reacţiei — cum se mai numeşte închiderea circuitului la un sistem — poate duce

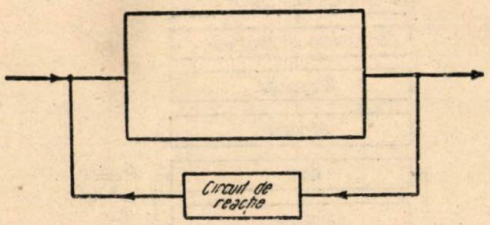


Fig. 10

la apariţia unor oscilaţii în sistemul în cauză, adică mărimile caracteristice sistemului pot lua valori periodice în timp. Fenomenul se explică matematic scriind sistemul de ecuaţii diferenţiale care corespunde ansamblului studiat. Se constată că, în anumite condiţii, integralele sistemului sînt periodice. Astăzi, se cunosc atît criterii care să asigure că un sistem cu o singură reacţie nu oscilează, cît şi criterii care dau condiţia ca un sistem să oscileze stabil.

Ca exemplu de oscilatori cu reacţie se pot da numeroase montaje de radiotehnică. Fluierăturile care se produc în sălile cu staţii de amplificare provin din faptul că există o reacţie între difuzor şi microfon, sunetul produs de difuzor influenţînd microfonul şi reintrînd în circuit, unde rămîne mereu. Se înţeleg acum două lucruri : în primul rînd că, schema unui sistem cu reacţie (fig. 10, *b*) nu trebuie înţeleasă în sensul unei scheme de conexiuni, ci ca o schemă funcţională. In al doilea rînd că, oscilaţiile pot apare datorită unor excitaţii accidentale.

Trebuie menţionat că tendinţa la oscilare a sistemelor se poate pune în evidenţă prin încercări în impulsuri. Aplicînd la intrarea sistemului un impuls treaptă Heaveside, (fig. 11a,), răspunsul sistemului poate fi diferit. In unele cazuri—stabile — la ieşire se obţine un răspuns care are forma aproximativă a treptei — cu frontul mai teşit (fig. 11, *b*). Dacă însă, sistemul este cu reacţia mai mare, răspunsul este cu oscilaţii (tip 11, *c*).

Deoarece oscilaţiile apar în sistemele cu reacţie prea puternică, se poate considera că unele oscilaţii fiziopatologice — cum sînt cele din maladia lui Parckinson — provin dintr-o dereglare a unui sistem de control cu circuit închis.

Faptul că sistemele automate cu circuit închis sînt supuse acţiunii unor perturbaţii este foarte important, atît pentru proiectarea lor, cît şi pentru explicarea anumitor fenomene care se produc în fiziologie. Sistemele trebuie astfel proiectate, încît în perturbaţiile medii care se produc, să nu apară pericolul oscilaţiilor. Studii teoretice arată că datorită neliniarităţii siste-

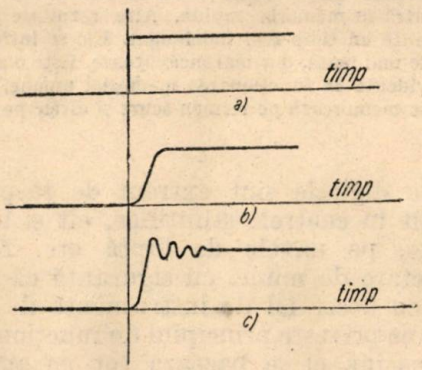


Fig. 11

melor automate, se pot ivi cazuri în care sistemul nu oscilează în condiţii normale, dar un şoc puternic îl pune într-o stare de oscilaţie.

La fel, în fiziopatologie se ştie că, anumite traume pot produce oscilaţii.

4. Maşini matematice

Printre sistemele automate, maşinile matematice prezintă o deosebită complexitate. Ele se pot clasifica în două mari categorii : maşini digitale sau aritmetice şi maşini analogice sau modele. Maşinile digitale lucrează cu numere, şi sînt în fond o perfecţionare extraordinară a cunoscutelor maşini de calculat. Maşinile de tip analogic sînt un sistem electronic a cărui funcţionare este descrisă de un sistem de ecuaţii, care formal este acelaşi cu al sistemului fenomenului sau aparatului studiat. Măsurîndu-se mărimile electrice din sistemul electric se obţine o soluţie pentru ecuaţiile studiate, deci pentru fenomenul modelat.

Maşinile digitale sînt astăzi extrem de numeroase şi în plină dezvoltare. Ele se caracterizează printr-o foarte mare viteză de lucru. O înmulţire între două numere a zece cifre fiecare, se efectuează în cîteva milisecunde.

Esenţial pentru aceste maşini este faptul că au un sistem central de comandă, o aşa numită parte de programare. Datele problemei sînt introduse aici, şi tot aici se dau comenzile asupra a ceea ce trebuie să facă maşina. Aceasta efectuează toate operaţiile în ordinea stabilită şi la sfîrşit poate da rezultatele tipărite sub forma unei tabele.

Astăzi, există maşini care integrează sisteme de ecuaţii cu derivate parţiale, sisteme de ecuaţii integro-diferenţiale, rezolvă sisteme de ecuaţii

algebrice etc. Aceste maşini efectuează calculele într-un mod extrem de sigur şi de rapid, cu mult mai sigur şi mai repede decît îl pot face calculatorii umani.

Ca schemă bloc în mare, maşina are o parte în care se dau datele iniţiale, o parte de programare şi una sau mai multe memorii. De asemenea, are o parte care efectuează calculele. Are una sau mai multe memorii, pentru că sînt anumite rezultate parţiale care trebuie reţinute numai un termen scurt. Ele intră în memoria rapidă. Alte rezultate parţiale trebuie reţinute un timp mai îndelungat. Ele se introduc în altă memorie mai lentă, dar mai încăpătoare. Este o analogie destul de evidentă cu funcţionarea memoriei umane, la care unele date se memorează pe termen scurt şi altele pe termen foarte lung.

Maşinile digitale sînt extrem de răspîndite astăzi, atît în centrele ştiinţifice, cît şi în cele comerciale, pe navele de luptă etc. Navele interplanetare de mîine, cu siguranţă că vor fi echipate cu acest fel de instrumente de bord.

In ceea ce priveşte principiul de funcţionare al acestor maşini, el se bazează tot pe anumite circuite electronice care au două stări care sînt echivalente cu cele două valori posibile în sistemul binar, sau în logica chrysipiană.

Performanţele acestor maşini sînt uimitoare. O astfel de maşină poate rezolva sisteme de zeci

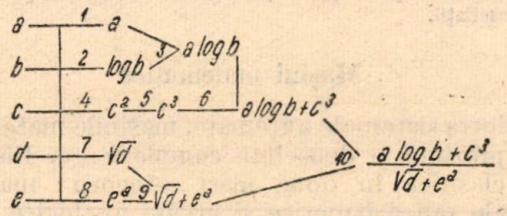


Fig. 12

de ecuaţii cu zeci de necunoscute într-un termen foarte scurt, de ordinul orelor sau minutelor. Poate efectua calcule foarte complexe în ore, pe cînd unui om i-ar trebui zeci de ani, chiar echipat fiind cu maşini de calculat electromecanice curente.

In ţara noastră, se termină o astfel de maşină electronică proiectată şi realizată la I.F.A. de către ing. Victor Toma.

In fig. 12 se dă un exemplu de programare.

In ceea ce priveşte maşinile analogice ele sînt extrem de utile în ştiinţă şi tehnică. Nu se va insista aici asupra lor.

5. Maşini de tradus

Principiile generale de funcţionare a maşinilor matematice fac şi au făcut să se întrevadă posibilitatea utilizării lor ca traducători automaţi. Evident în acest caz, partea de calcul aritmetic dispare, fiind înlocuită cu părţi care efectuează astfel de operaţii. Este însă extrem de important de a sublinia faptul că maşinile electronice de tradus reduc toate operaţiile traducerii la operaţii aritmetice.

Schema bloc a unei maşini de tradus se dă în fig. 13. In linii mari, maşina de tradus din engleză în rusă funcţionează astfel: textul englez este introdus în maşină. Maşina are în memoria ei un dicţionar englez—rus. Ea caută cuvînt cu cuvînt textul introdus şi la fiecare cuvînt englez scoate într-un alt registru, în ordinea succesiunii din limba originală, cuvîntul rus corespunzător. La fiecare cuvînt notează datele morfo-

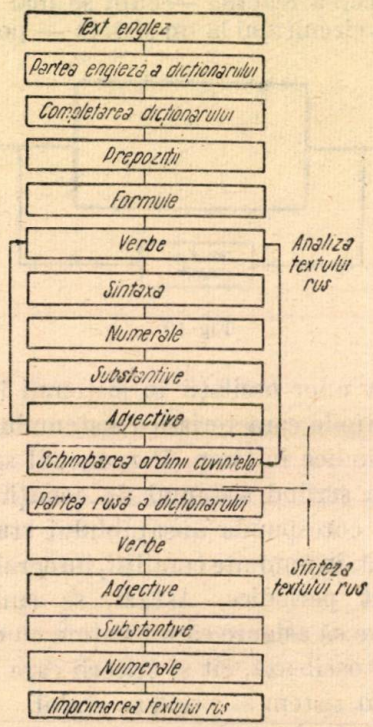


Fig. 13

logice respective. Dacă un cuvînt nu este trecut în dicţionar, îl reproduce literă cu literă.

După aceasta, pe baza datelor morfologice maşina pune cuvintele ruseşti în forma gramaticală corespunzătoare. Infine, reia textul din punct de vedere topic şi îl dă finisat. După datele furnizate de Acad. Gnedenko, maşina de tradus din engleză în rusă traduce mai corect decît mulţi traducători.

Pentru înţelegerea caracterului acestei maşini este necesar să insistăm puţin asupra unor părţi ale sale. In primul rînd, este necesar să arătăm cum se traduc toate cuvintele în impulsuri care se înregistrează în dicţionar. Pentru aceasta se consideră în primul rînd, o corespondenţă între literele latine de exemplu şi numere. Se ştie de multă vreme că cele 32 de grupuri de cinci impulsuri corespund de exemplu la 22 litere fundamentale şi la zece numere. Se pot evident, utiliza toate 32 grupurile pentru 32 litere şi semne de notaţie. Avînd o astfel de corespondenţă stabilită, în memoria maşinii se trec ca într-un dicţionar grupele de impulsii corespunzînd diverselor cuvinte engleze. In fig. 14 se dau cîteva exemple de impulsurile memorate pentru diverse cuvinte.

Textul de tradus este introdus în maşină tot sub forma unor impulsuri produse automat, bătînd textul la claviatura unei maşini ca cea de scris. Un comparator rapid duce fiecare literă în dicţionar şi caută cuvîntul respectiv. Dacă îl găseşte îi dă — tot în impulsii — traducerea rusă cu notele gramaticale. In caz contrar, procedează la un examen gramatical aşa cum se va vedea mai departe, în paragraful următor.

In căutarea în dicţionar apare o dificultate pe care trebuie să o semnalez, dar care este bine cunoscută de toată lumea·

In orice limbă există termeni care se traduc diferit după cuvintele care le preced sau succed. Aceste operaţii le face şi maşina. Astfel, în caz ultraducerii din engleză în rusă, se traduce diferit cuvîntul „exemple" după cum este precedat sau nu

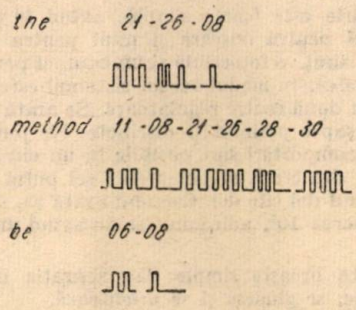


Fig. 14

de cuvîntul *for*. Dacă este precedat îl traduce prin „naprimer", în caz contrar prin „primer".

Aici, apare un fapt demn de a fi reţinut : după limbile cu care lucrează, maşina trebuie amenajată în mod corespunzător, cu alte reguli de selecţie şi traducere. Filologii pot trage concluzii interesante din studierea modului de programare al maşinilor de tradus.

Ca un exemplu de modul în care o maşină de tradus aliniază un cuvînt, am studiat cazul unei maşini de tradus din engleză în romînă. M-am servit, ca model, de maşina de tradus din engleză în rusă. O schemă principială a unei părţi se dă în fig. 15.

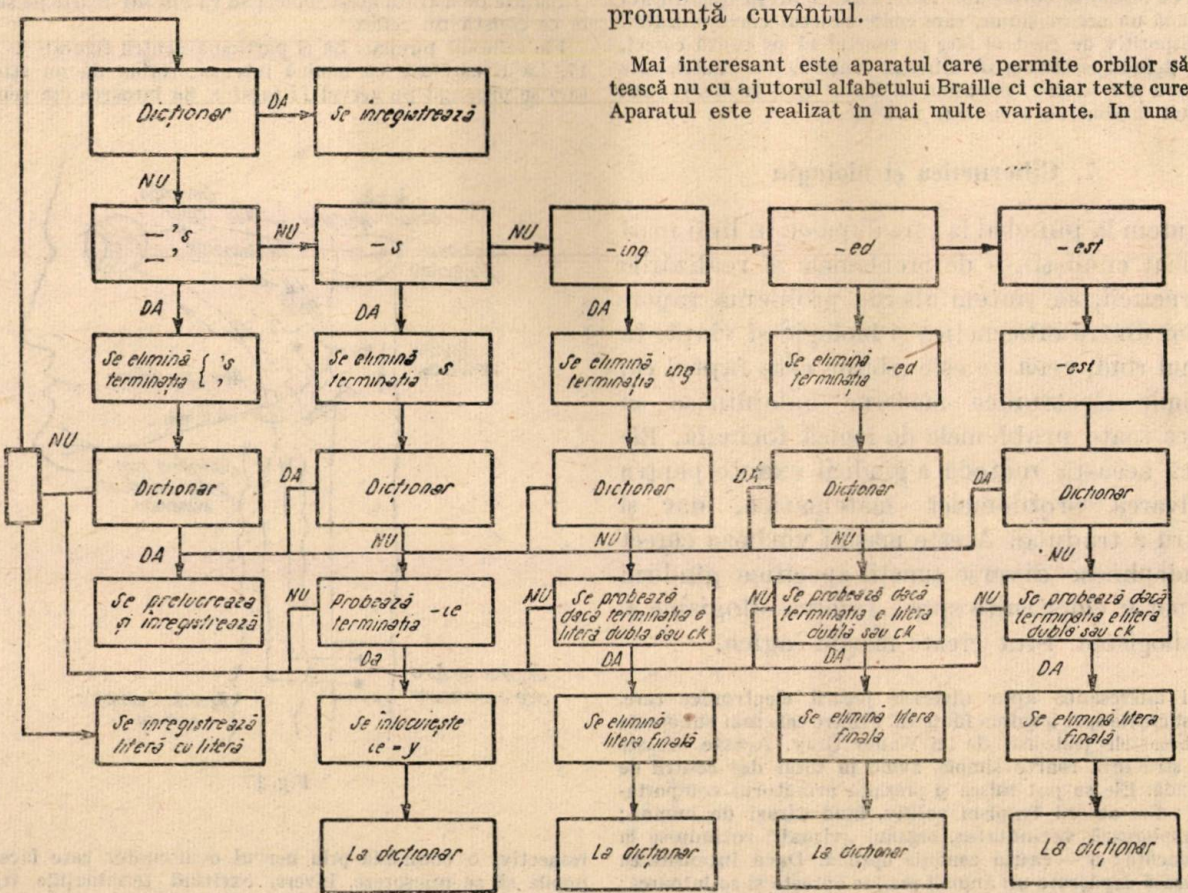


Fig. 15

Cuvîntul de tradus este căutat în dicţionar. In caz că figurează este transcris. In caz contrar, se fac o serie de operaţii. In primul rînd se caută terminaţia. Dacă nu este ' sau 's se lasă această terminaţie la o parte şi se caută în dicţionar. Dacă se găseşte se notează traducerea, consemnînd că cuvîntul trebuie pus la genetiv. In caz că nu se găseşte se caută dacă terminaţia părţii rămase este — ie. In caz afirmativ se înlocuieşte prin y şi se caută din nou. Dacă nici acum nu se găseşte în dicţionar se înregistrează literă cu literă ca în original.

Credem că nu mai este nevoie să subliniem analogia între modul de funcţionare al acestei maşini şi modul de gîndire al omului care face traducerea, mai ales al unui începător, la care procesele se desfăşoară mai lent.

6. Proteze senzoriale

Prin proteze senzoriale se înţeleg acele aparate care înlocuiesc simţurile deficitare. Se cunosc aparatele pentru surzi — realizate în ultimul timp sub forma unor ochelari de aspect normal, sau al unor diademe.

Aceste aparate sînt bune pentru persoane care au auzul slăbit. Pentru cei care au atrofiat nervul auditiv, s-a realizat un alt aparat care dă pe ecranul unui oscilograf catodic o imagină corespunzînd analizei armonice a sunetelor emise. Este interesant de arătat că studiile experimentale efectuate arată că acelaşi cuvînt dă aceeaşi imagină, indiferent de accentul celui care pronunţă cuvîntul.

Mai interesant este aparatul care permite orbilor să citească nu cu ajutorul alfabetului Braille ci chiar texte curente. Aparatul este realizat în mai multe variante. In una mai simplă, un fascicul luminos analizează spaţiul corespunzător unei litere şi se concentrează după reflexie pe o fotocelulă. Acolo unde spotul întîlneşte o parte neagră a literii se produce un sunet. Există mai mulţi oscilatori care produc sunete diferite după înălţimea la care se explorează litera. Se obţin sunete

de nivele diferite şi durate diferite, după cum litera este majusculă sau minusculă, o literă sau alta. In fig. 16 se arată schematic sunetele produse în cazul analizării imaginilor la patru nivele — ceea ce corespunde unui aparat cu patru oscilatori audio de frecvenţe diferite.

Cu acest dispozitiv fiecare literă este tradusă într-o melodie şi pacientul se poate educa să citească cu un astfel de aparat la fel după cum poate citi în alfabet Braille. Avantajul este

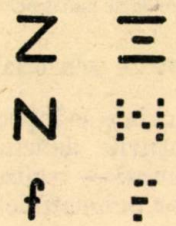


Fig. 16

enorm deoarece, poate citi texte curente şi nu numai texte special elaborate. In plus, textele în Braille au dezavantajul de a fi extrem de voluminoase.

Mergîndu-se pe această linie s-a pus la punct proiectul unui aparat care poate să pronunţe cu sunete cuvintele citite. Procedeul este foarte simplu — cel puţin principial. Imaginea analizată este identificată de către un creier electronic special dotat cu memoria corespunzătoare. Fiecare literă identificată comandă un organ sonor, care emite sunetul corespunzător. Un dispozitiv de control face ca sunetul să se emită corect, adică ţinîndu-se seama de întreaga fonemă, de sunetele care îl preced sau succed. Amintim că firma Bell realizase mai de mult maşina de scris care vorbeşte.

7. Cibernetica şi biologia

Sîntem la punctul la care după ce în linii mari am luat cunoştinţă de problemele şi realizările ciberneticii, să putem aborda problema raporturilor dintre cibernetică şi biologie şi viaţă. In primul rînd, ceea ce este izbitor este faptul că, maşinile electronice moderne îndeplinesc cu succes toate problemele de logică formală. Ele aplică această metodă a gîndirii exacte pentru rezolvarea problemelor matematice, dar şi pentru a traduce. Aceste maşini vorbesc corect şi îndeplinesc diverse funcţii specifice gîndiriii Ele pot fi construite spre a rezolva silogisme ş. polisilogisme. Sînt create maşini logice.

Mai interesante apar diversele jucării electronice care, au fost create spre a mima fiinţe vii. Printre cele mai cunoscute sînt broaştele ţestoase ale lui Walter Gray. Aceste broaşte au o structură foarte simplă, avînd în total doi centrii de comandă. Ele se pot mişca şi prezintă următorul comportament: 1 — au un tropism pozitiv, fiind atraşi de lumină; 2 — explorează vecinătatea, organul „vizual" rotindu-se în permanenţă; 3 — caută condiţia optimă. Dacă intensitatea luminoasă depăşeşte un anumit prag se opreşte şi se întoarce; 4 — tropism negativ; la ciocnirea de un obstacol tropismul pozitiv se blochează, animalul intră în oscilaţie şi se îndepărtează de obstacol. După cîteva secunde, tropismul reintră în funcţiune; 6 — discrimează între tropism pozitiv şi obstacol; 7 — homeostază internă. In momentul în care acumulatorii interni se descarcă, numai caută condiţia optimă ci se îndreaptă spre o lumină intensă unde singur se pune la priză şi se încarcă cît trebuie. Este echivalentul hrănirii; 8 — se recunoaşte. Aşezînd în faţă o oglindă, se îndreaptă întîi, apoi se îndepărtează, după ce îşi stinge lampa. In fine, funcţia 9 — recunoaşterea mutuală; cînd două broaşte se întîlnesc îşi sting mutual lampa, deci nu confundă lumina lor cu luminile ordinare.

Această jucărie este foarte simplă, avînd în total două motoare — unul pentru mişcare şi unul pentru direcţie, şi două organe de simţ; o fotocelulă şi un contact pentru şocuri. In plus, două relee. In modul acesta sistemul este echivalent cu un sistem cu două centre regulatoare. Se arată că, în fond se dispune de şapte posibilităţi distincte. Ne putem atunci, da seama cîte comportări sînt posibile la un om la care din cele 10^{10} celule din creer, se pot socoti cel puţin 10^3 centrii care se corespund doi cîte doi. Calculul arată că, sînt posibile circa 10 la puterea 10^5, adică un număr avînd una sută mii zerouri.

Totuşi, aceste broaşte simple dau senzaţia în mişcarea lor că se opresc, se gîndesc şi se orientează.

Amintim înfine, şi de aşa numitul şoarece automat care, pus într-un labirint se îndreaptă spre ceva numit convenţional „slănină".

Importanţi din punct de vedere teoretic sînt şi aşa numiţii corelatori automaţi, care stimulează organismele cărora li se pot stabili reflexe condiţionate.

Inainte de a trata acest subiect se va aminti foarte pe scurt în ce constă un reflex.

Fie reflexul pupilar. La el participă centrii figuraţi în fig. 17. La o excitare cu lumină intensă, retina dă un stimul care se propagă pe nervul *II* (optic). Se întoarce din centrii

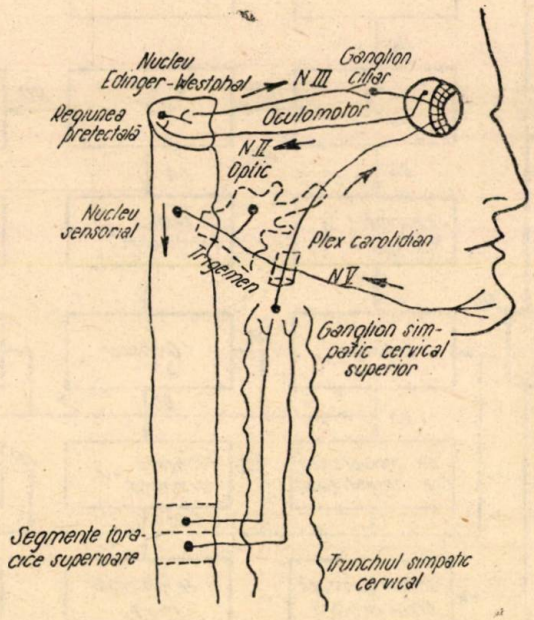


Fig. 17

respectivi o comandă prin nervul oculomotor care face ca pupila să se micşoreze. Invers, excitînd terminaţiile trigemenului, pupila se dilată.

Sîntem în prezenţa unui mecanism de scheme cu contacte. La apăsarea anumitor butoane se închid anumite contacte care dau anumite comenzi. După butoanele apăsate se produce o comandă sau alta.

Aceste reflexe au fost puse în evidenţă încă de Descartes care a arătat că nu este necesar să se pună în joc forţe metafizice spre a le explica. Se pot creea foarte uşor sisteme care

să simuleze un reflex simplu. De exemplu, se poate realiza chiar o diafragmă care să se deschidă sau închidă, după cum este iluminată mai puternic sau mai slab.

In fig. 18 se dă schema bloc a unui corelator automat. Există două circuite care corespund celor două reflexe simple care se produc. Există

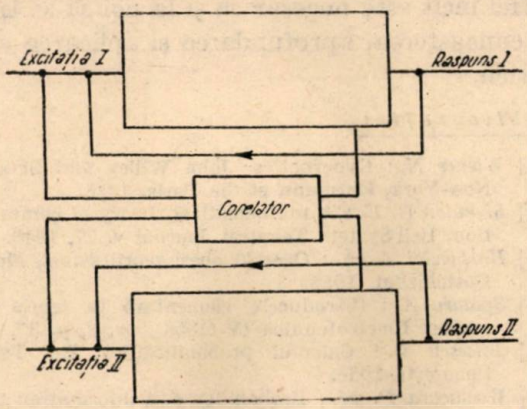


Fig. 18

de asemenea, un dispozitiv intermediar. Dacă ambele reflexe se produc simultan — sau dacă ambii stimuli se aplică simultan — atunci după ce acest fapt se repetă de un număr suficient de mare de ori, se produce un blocaj al ambelor

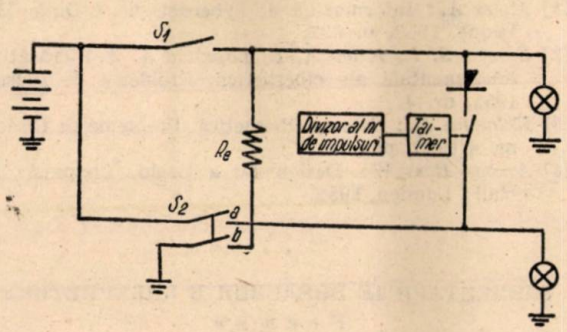


Fig. 19

circuite, astfel încît o excitare a unuia din reflexe, produce declanşarea şi a celui de-al doilea.

Organul intermediar are inerţie, astfel încît el menţine legătura între căi un timp după ce s-a stabilit refluxul condiţional.

In fig. 19 se dă schema bloc a unui corelator automat imaginat de autor. El are următoarea comportare : se caracterizează prin existenţa a două reflexe independente. La o excitare caracteristică aprinde un bec, iar la alta sună o sonerie. Dacă ambele excitări sînt aplicate simultan de un număr suficient de mare de ori, atunci este suficient a aplica o excitare — de exemplu cea caracteristică aprinderii becului, — spre a se produce şi celălalt reflex, în speţă sunatul soneriei. Dispozitivul este relativ simplu şi sperăm să fie realizat în curînd.

8. Probleme filosofice ridicate de cibernetică

Cibernetica ridică o serie de probleme filosofice majore. Cu bună dreptate, oamenii de ştiinţă — cel puţin unii dintre ei — consideră că epoca noastră se poate numi epoca energiei atomice şi a maşinilor electronice.

De la început, trebuie să fim conştienţi de faptul că cibernetica nu are nimic misterios în ea, ci totul este perfect logic şi de înţeles. Automaţii creaţi de ea sînt desigur interesanţi, dar sînt de înţeles. Nu sîntem în prezenţa unui golem creat de un nou Rabi Loew, ci de nişte maşini automate create de inginerii şi oameni de ştiinţă ai zilelor noastre. Nu este o diferenţă esenţială între automatele create de Vaucanson de exemplu, şi broasca ţestoasă. Vaucanson realizase un cioban care cîntă din fluier arii cunoscute, înregistrate în memoria lui. Realizase şi raţe care mergeau, ciuguleau şi măcinau boabele înghiţite. Iată deci, asemănări. Evident, există şi diferenţe, în sensul că broaştele ţestoase ale lui Walter Gray au comportări diferite de ale raţelor lui Vaucanson. Acestea se mişcau şi mestecau grăunţele pe care le ciuguleau — dar erau totuşi prea simple, uşor de înţeles şi la care se putea uşor prevede ce vor face. Şi, iată cum, apare limpede uriaşa importanţă a transformării cantităţii în calitate : apariţia unui număr mai mare de centrii face să apară o comportare total diferită. Este uşor atunci, să înţelegem că trecerea la om — la care numărul de centrii este imens — ne pune în faţa unor probleme total diferite.

Această transformare a cantităţii în calitate este cunoscută încă de gînditorii din antichitate. Cîteva boabe de nisip sînt cîteva boabe de nisip. Dar, adăugînd altele se formează o grămăjoară de nisip şi apoi o plaje. Este cunoscută problema lui Eubulide : „cîte boabe formează o grămadă" ?

Trebuie subliniat faptul că automatele cibernetice aplicate au comportări aparent umane. Dar ele, nu pot reproduce decît ceea ce au fost învăţate. Este drept că la unele apare ceva care seamănă cu o adaptare, dar este numai o pală imagine. Dar desigur că, admiţînd că totul se reduce la fiinţele vii la un sistem de relee care funcţionează pe principiul tot sau nimic, se face

o afirmaţie în acelaşi timp materialistă dar şi antidialectică. Se cade exact în poziţia greşită a celor care reduceau totul la mecanic în fiinţele vii. Evident, că astăzi, nimeni nu poate nega partea mecanică din om: articulaţiile sale, sistemele de pîrghii etc. Evident, nici chimismul nu se poate nega. Ca să fim consecvenţi, nu se poate nega nici partea cibernetică. Greşeala stă tocmai în faptul că se încearcă să se oprească cunoaşterea la un anumit grad fix. Ori, dacă electronul este inepuizabil — şi ştiinţa modernă nu face decît să confirme această teză — cu atît mai mult nu se poate crede că omul este reductibil la un sistem de circuite electrice, iar recentele teorii ale lui L. de Broglie, Bohm şi Vigier arată uriaşa complexitate a vidului în concepţia lui Dirac. Desigur, aceasta nu înseamnă că nu trebuie să cultivăm cibernetica. Din contră. Cred că după cum, fizica teoretică a făcut progrese importante raţionînd pe un model principial greşit al unui atom planetar, tot aşa fiziologia poate progresa ca toate ştiinţele naturii, studiind cibernetica. Matematica, de asemenea, progresează vizibil, prin maşinile de calcul, care în faţa problemelor aride dă răspunsuri rapide şi exacte pe cazuri particulare, ajutînd pe matematicieni să întrevadă soluţiile generale.

Concluzii

Cibernetica ocupă astăzi un rol de prim ordin pe plan internaţional. In toate ţările există preocupări în această direcţie. In U.R.S.S. există un grup condus de Sobolev S. I. şi Liapunov A. A. care se preocupă de problemele cibernetice. Pînă în prezent s-au organizat cîteva congrese internaţionale de cibernetică şi chiar anul acesta U.N.E.S.C.O. a organizat un congres de cibernetică la Namur. Astăzi, înafara mecanismelor enumerate, au apărut altele cu mult mai complicate.

Este bine a aminti de unele dintre ele: automate care joacă dame cîştigînd totdeauna; automate care desenează; automate care compun poezii dadaiste; automate care stabilesc teoreme de algebră booleană; automate care urmăresc avioanele inamice, le ochesc şi trag asupra lor.

La sfîrşitul acestui articol, care în mod voit s-a menţinut la un nivel informativ, cu caracter general, este evident cazul să ne gîndim că, într-adevăr, în cibernetică există probleme pentru foarte mulţi oameni, că cibernetica afectează profund industria şi activitatea umană, astfel încît este necesar ca şi la noi să se treacă la cunoaşterea, aprofundarea şi aplicarea cibernetică.

Bibliografie:

[1] *Wiener N.*: Cybernetics, John Willey and Sons, inc. New-York, Hermann et Cie Paris, 1948.
[2] *Shannon C. E.*: A mathematical theory of communication, Bell System Tehnical Journal v. 27, 1948.
[3] *Harkievici A. A.*: Ocerchi obşei teorii sviazi, Moscova Gostehizdat, 1955.
[4] *Spătaru A.*: Introducere elementară în teoria informaţiei. Electrotehnica IV (1956), nr. 1, p. 37.
[5] *Onicescu O.*: Calculul probabilităţilor. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1956.
[6] *Woodward P. M.*: Probability and information theory with application to radar. London, Pergamon Press LTD 1953.
[7] *Doluhanov M. P.*: Vvedenie v teoriu peredaci informaţii po electriceskim canalam sviazi Sviazizdat, Moscova 1955.
[8] *Panov D. M.*: Avtomaticeskii perevod Iz. A. N. S.S.S.R. 1956.
[9] * * * Machine translation of languages Edited by W. Locke and. A. Booth, 1955.
[10] *Wilkes M. V.*: Can Machines Think? Proc. I.R.E., 1953 oct. p. 1230—1234.
[11] *Moles A.*: Information et cybernetique, L'Onde Electrique, 1953, p. 637.
[12] *Sobolev S. I., Kitov A. I., Lapunov A. A.*: Trăsăturile fundamentale ale ciberneticii. Probleme de filosofie, 1955, nr. 4.
[13] *Kolmann E.*: Ce este cibernetica. Probleme de filosofie, nr. 4/1955, pag. 203.
[14] *Ashby—Ross W:* Design for a Brain. Chapman and Hall; London, 1952.

* *

ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ ВВЕДЕНИЯ В КИБЕРНЕТИКЕ

Резюме

Уточняется содержание понятия кибернетики и существенные вопросы этого научного направления: Теория информации, теория автоматических систем и теория электронных счетных машин.

* *

ELEMENTÄRE EINFÜHRUNG IN DIE KYBERNETIK

Nach dem der Inhalt des Begriffs der Kybernetik klar umrissen wird, werden die wessentlichen Probleme dieser neuen wissenschaftlichen Orientierung erläutert: die Informationstheorie, die Theorie der automatischen Systeme und die Theorie der elektronischen Rechenmaschinen.

Unele particularităţi ale propagării în unde metrice

Ing. G. IONESCU

621.396.11.029.62

Se examinează o serie de fenomene particulare propagării undelor metrice, considerîndu-le pe acestea ca o limită de separaţie între propagarea ionosferică şi cea troposferică, cea dintîi fiind caracteristică undelor scurte (decametrice), iar cea de a doua microundelor (unde centimetrice). In domeniul undelor metrice sînt posibile ambele moduri de propagare, fiind vorba de un caz limită. Se tratează o serie de fenomene dintre care unele caracteristice numai undelor metrice, ca de exemplu problema ghidurilor de undă naturale, fedingul în unde metrice etc.

Scopul prezentului articol este prezentarea unor particularităţi care intervin în propagarea undelor metrice. In unde scurte intervin o serie de fenomene care fac ca propagarea lor să se deosebească de cea din unde medii. De exemplu, propagarea se poate face la distanţe mult mai mari, datorită fenomenului de reflexie ionosferică. Mult timp s-a crezut că propagarea undelor ultrascurte se face numai în limitele vederii directe. Afirmaţia se baza pe o teoremă a lui Kirchhoff, care spune că atunci cînd lungimea de undă a radiaţiei electromagnetice tinde către lungimea de undă a luminii, propagarea undelor electromagnetice se face după legile opticii geometrice.

O serie de observaţii ulterioare, au arătat însă că intensitatea cîmpului la distanţe de ordinul sutelor de kilometri, este mult mai mare (cu zeci de dB) decît cea calculată. Pentru explicarea acestui fenomen s-au admis mai multe ipoteze :

— posibilitatea reflexiilor interne troposferice ;

— posibilitatea apariţiei ghidurilor de undă naturale ;

— posibilitatea dispersiei troposferice şi ionosferice.

Incepe, deci, să se vorbească în unde metrice de un cîmp propagat prin dispersie, produsă de prezenţa neomogenităţilor atmosferice. Totodată însă, fenomenele de transmisie la distanţe foarte mari, cum ar fi, de exemplu, recepţionarea accidentală la Captown (Africa de Sud) a televiziunii britanice, [1] nu se pot explica decît prin apariţia unui ghid de undă natural.

Propagarea în unde metrice, considerată ca o limită de separaţie între propagarea ionosferică (prin reflexii succesive) şi cea troposferică (prin undă de sol) prezintă din această cauză anumite particularităţi. S-au apreciat ca interesante, fenomene ca : fedingul în unde ultra scurte, influenţa obstacolelor, absorbţia undelor, fenomenul formării ghidurilor de undă naturale şi, în sfîrşit, variaţiile în timp (sezoniere şi diurne) ale cîmpului. La acest punct au fost prelucrate datele experimentale ale staţiei de măsură şi control de la Kühlungsborn (R.D.G.), pe anul 1955 [2], din care se observă că variaţiile medii ale cîmpului sînt de circa ± 6 dB (vara), variaţiile maxime atingînd la aceeaşi epocă 17 dB. Din cauza variaţiilor, pentru a putea interpreta rezultatele experimentale, trebuie efectuate foarte multe măsurători, care să ducă la stabilirea unor valori medii de cîmp.

1. Influenţa polarizaţiei şi a frecvenţei (fig. 1 şi 2).

La distanţe mici, cîmpul este mai intens pentru frecvenţe mai ridicate, la distanţe mari, fiind mai intens cîmpul undei de frecvenţă mai joasă. S-a constatat teoretic, şi apoi experimental, că intensitatea undei reflectate a cîmpului polarizat orizontal este mai mare decît a celui polarizat vertical. (Din această cauză unda polarizată orizontal este mult mai puţin afectată de neregularităţile solului)[3]. Coeficientul de reflexie este mai mare în polarizaţie orizontală decît în polarizaţie verticală [3].

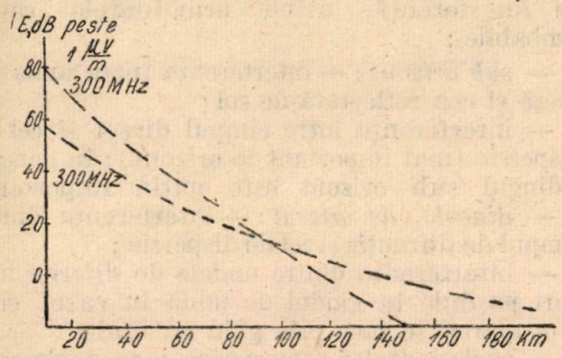


Fig. 1. Variaţia intensităţii cîmpului cu frecvenţa şi distanţa (din Atlasul CCIR 1955).

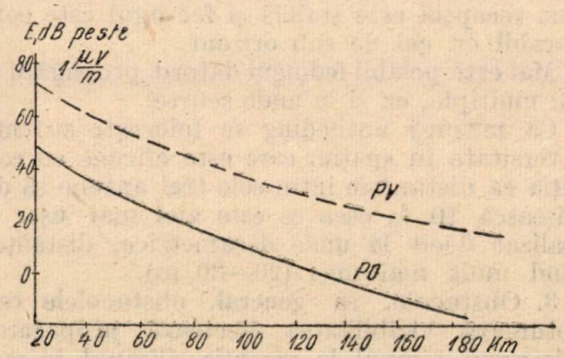


Fig. 2. Variaţia intensităţii cîmpului cu polarizaţia pentru 30 MHz. (din Atlasul CCIR 1955).

Mai semnalăm aici, fenomenul curios al frecvenței de 30 MHz care dă, în unele cazuri, un cîmp cu circa 90 dB mai puternic în polarizație verticală, decît în polarizație orizontală, pentru cazul propagării deasupra mării și înălțimii mici a celor două antene [4]. Cazul prezintă mult interes pentru bărcile de salvare, care au antene de înălțime mică. Pentru înălțimile antenelor $h_1 = 10$ m, $h_2 = 50$ m, diferența între cîmpurile PV și PO la 30 MHz, este de circa 30 dB (fig. 2); cînd înălțimile antenelor scad, diferența aceasta crește.

2. Fedingul în unde ultra scurte [1,5, 15]. In unde ultra scurte, apar fedinguri importante numai dincolo de orizont, deoarece aici influența variațiilor troposferice este mai importantă, cîmpul fiind mai slab și rezultînd din compunerea undei difractate în jurul pămîntului, a celei dispersate în neomogeneitățile troposferice și a celei propagate prin reflexii interne troposferice.

La aceste frecvențe, fedingul are un caracter de interferență, avînd următoarele cauze probabile :

— *sub orizont* : — interferența între unda directă și cea reflectată de sol ;

— interferența între cîmpul direct și cel de dispersie (mai important la orizont) ; în general fedingul sub orizont este puțin important ;

— *dincolo, de orizont* : — interferența dintre cîmpul de difracție și cel de dispersie ;

— interferența dintre undele de diferite moduri posibile în ghidul de undă în cazul cînd propagarea se face prin ghid natural ;

— turbulențelor atmosferice care deplasează focarele de dispersie, ducînd la variații foarte rapide ale cîmpului.

Toate fedingurile de dincolo de orizont sînt importante, înafara de cazul cînd ghidul de undă este jos, așa încît nu este posibil decît primul mod de propagare a undelor ; în acest caz, recepția este stabilă și fedingul este comparabil cu cel de sub orizont.

Mai este posibil fedingul datorit propagării pe căi multiple, ca și în unde scurte.

Ca măsură antifeding se folosește sistemul diversitate în spațiu, care este eficace cu condiția ca distanțele între cele trei antene să depășească 10 λ, ceea ce este aici mai ușor de realizat decît la unde decametrice, distanțele fiind mult mai mici (20—30 m).

3. Obstacole. In general, obstacolele care obturează vizibilitatea afectează propagarea, micșorînd cîmpul la recepție. Cîmpul în spatele unui obstacol se calculează cu spirala Cornu, adică prin metoda dată de Fresnel. Pe această bază s-au calculat apoi o serie de nomograme de calcul care nu fac decît să traseze în scări diferite aceleași rezultate teoretice. In unde metrice, datorită micșorării lungimii de undă, atenuările sînt mai puternice decît în unde decametrice. Astfel, o undă care străbate un obstacol care obturează aproape complet vizibilitatea este puternic atenuată, atenuarea depinzînd de grosimea obstacolului, de natura lui și de frecvență. De exemplu la 30 MHz un zid de cărămidă dă o atenuare de 2—5 dB, iar la 300 MHz o atenuare de 10 — 20 dB [6]. Se observă că atenuarea crește repede cu frecvența. Clădirile produc atenuări importante foarte greu de calculat de altfel, fapt care face ca la proiectarea unei stații care trebuie să deservească un oraș să se facă o serie de măsurători ale cîmpului unei stații experimentale, diferitele teorii nemai fiind utilizabile.

In acest caz apar o serie de fenomene suplimentare, printre care mai importante sînt : propagarea pe mai multe căi datorită reflexiilor multiple (de obicei pe acoperișurile metalice), fenomene de ghidaj, fenomene de formare a undelor staționare etc.

Toate aceste fenomene fac ca la nivelul străzii (pe sol) cîmpul să fie cu 15—20 dB sub nivelul celui din cazul unui teren degajat (sau față de cel de la înălțimea acoperișurilor).

Arborii și alte obstacole subțiri, ale căror dimensiuni sînt comparabile cu lungimea de undă, tind să joace rolul de antene parazite, producînd atenuări care cresc cu frecvența [6]. Din această cauză pădurile sînt zone de atenuare ridicată în unde metrice, o pădure cu arbori de 5—10 m dînd atenuări de același ordin cu un oraș cu case de unul-două etaje.

Colinele produc, în general, slăbiri calculabile cu metoda lui Fresnel ; mai rar se poate produce fenomenul (curios la prima vedere), al întăririi cîmpului în spatele colinei, datorit eliminării (prin obturare) a zonelor superioare, cîmpul rezultant la recepție fiind dat numai de prima zonă Fresnel [1].

4. **Absorbția undelor electromagnetice.** In general, la propagarea undelor electromagnetice prin atmosfera se produce o absorbție selectivă pe o anumită frecvență pentru fiecare gaz în parte, ceea ce face ca asupra întregului spectru să se producă o absorbție medie ; cîmpul real se poate afla ușor din cîmpul în spațiul liber, prin simpla înmulțire cu un factor de atenuare

$$E_{ef} = \frac{173\sqrt{P_{km}\,D}}{d_{km}} e^{-\delta d} \left(\frac{\text{mV}}{\text{m}}\right)$$

în care δ este factorul de atenuare în dB/km, iar D-directivitatea antenei.

Diferitele medii existente în atmosferă, cum ar fi vaporii de apă, praful etc. înafară de acțiunea de absorbție directă selectivă, (care este datorită probabil unor rezonanțe la scară moleculară sau unor curenți induși în picături), mai produc și o acțiune de dispersie a undelor electromagnetice în toate direcțiile, care slăbește considerabil cîmpul în direcția propagării. Această dispersie constituie, practic, coeficientul de absorbție, care se datorește aici în primul

rînd caracterului difuz al propagării. [4]. Neomogeneitatea atmosferii avînd un caracter permanent, face ca și efectul de dispersie să aibă un caracter permanent, producînd acel factor de absorbție δ, care crește cu frecvența.

Absorbția la sol crește și ea cu frecvența, adică factorul de reflexie scade cu atît mai repede cu cît solul este mai uscat, sau este mai acoperit cu vegetație. Prezența vegetației face ca reflexia să aibă un caracter difuz, dacă este satisfăcut criteriul lui Rayleigh :

$$h > \frac{\lambda}{\gamma \sin \gamma}$$

în care :

h este înălțimea vegetației sau a obstacolelor ;
λ — lungimea de undă ;
γ — unghiul de elevație.

Caracterul difuz al reflexiei micșorează intensitatea undei reflectate prin același efect de dispersie pe care l-am examinat și mai sus.

Absorbția particulelor din atmosferă (ploaia, praful, fulgii de zăpadă etc.) nu este importantă în unde metrice, [4] slăbirea cîmpului datorindu-se mai ales dispersiei produse de acestea, spre deosebire de undele centimetrice la care slăbirea datorită particulelor poate deveni prohibitivă, întrerupînd comunicațiile. Acest fenomen neplăcut a fost totuși folosit și anume pentru detectarea cu ajutorul radarului a apropierii furtunilor, cicloanelor, etc [1].

5. Ghiduri de undă naturale. Pentru atmosfera standard, gradientul indicelui de refracție este constant. In practică se utilizează parametrul M dat de relația :

$$M = \left[(n - 1) + \frac{z}{R}\right] 10^6$$

în care :

z este înălțimea, în km ;
R — raza pămîntului, în km,
n — indicele de refracție.

Cînd curba lui $M = M(z)$ are un cot, (sau mai multe), se formează (fig. 3) un ghid de undă natural.

O serie de măsurători efectuate în decurs de mai mulți ani a dus la stabilirea formulei empirice.

$$(n\text{-}1)\ 10^6 = \frac{79}{T}\left(p + \frac{4\,800\,e}{T}\right)$$

pentru o atmosferă standard, în care T este temperatura în grade Kelvin iar $e = 0{,}0161\ p_1\ s$, unde p_1 este presiunea vaporilor de apă în milibari iar s este umiditatea relativă a atmosferei.

Pentru calculul indicelui de refracție, lucrarea [7] conține o serie de nomograme pentru formulele date mai sus.

Se vede că indicele de refracție este funcție de presiune și de temperatură, și că în anumite condiții (nestandard) poate prezenta inversiuni, adică întîi crește cu înălțimea, apoi scade și iarăși crește, dînd naștere unui cot, indicele de refracție luînd de două ori valoarea 1 [sau

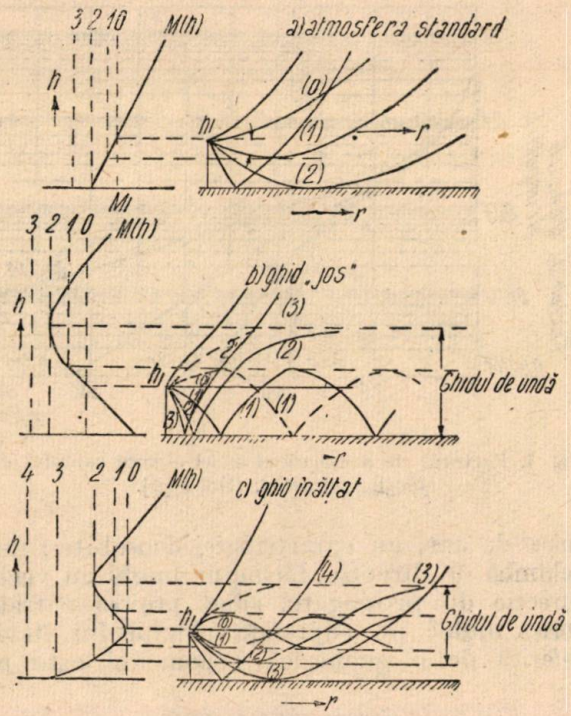


Fig. 3. Formarea unui ghid de undă natural (din [5]).

$M(h)$ valoarea 2] ceea ce explică formarea ghidului de undă [5].

De exemplu lîngă țărmul mării, din cauza căldurilor specifice diferite ale solului și ale mării, se produce un cot, adică un ghid ; este vorba de fapt de niște reflexii interne troposferice. Ghidul poate avea dimensiuni de ordinul 20—40 m, la sol sau înălțat, la înălțimi de zeci sau sute de metri. Reflexiile între cele două straturi cu $n = 1$ fac posibilă propagarea undei la distanțe foarte mari, de ordinul miilor de km. Ca un exemplu, emisiuni de televiziune din Marea Britanie sau Germania au fost recepționate în Africa de Sud. Menționăm că, aceste ghiduri se formează mai ales în regiunea tropicelor, fiind favorizate de prezența alizeelor [1].

Deasupra continentelor, se pot forma „suprafețe de inversiune" care pot duce la formarea unui ghid de undă jos, a doua suprafață reflectantă fiind solul. Acest tip de ghid permite de asemenea propagarea la distanțe mari. (De exemplu au fost recepționate la Baku semnalele de televiziune ale postului din Moscova) [5].

Toate aceste fenomene au însă un caracter accidental și nu se poate conta pe ele pentru propagarea la distanțe mari în unde metrice ; ele sînt probabile numai în condiții sub sau

peste cele „standard", cînd presiunea atmosferică este ridicată, cînd avem diferențe mari de temperatură sau umiditate între două straturi, etc.

Se mai poate produce fenomenul de „inversiune frontală" în stratul de separație a două

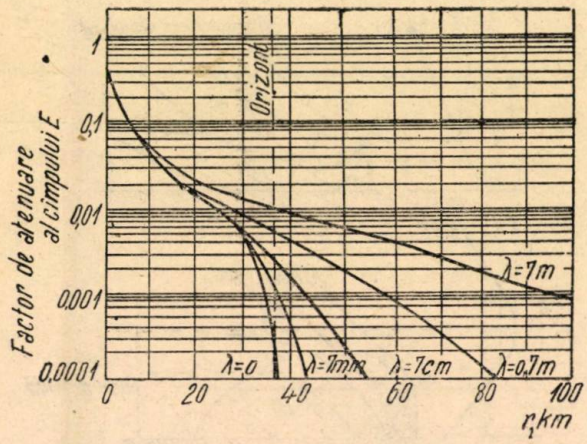


Fig. 4. Factorul de atenuare al undei directe calculat după teoria difracției. (După [9].

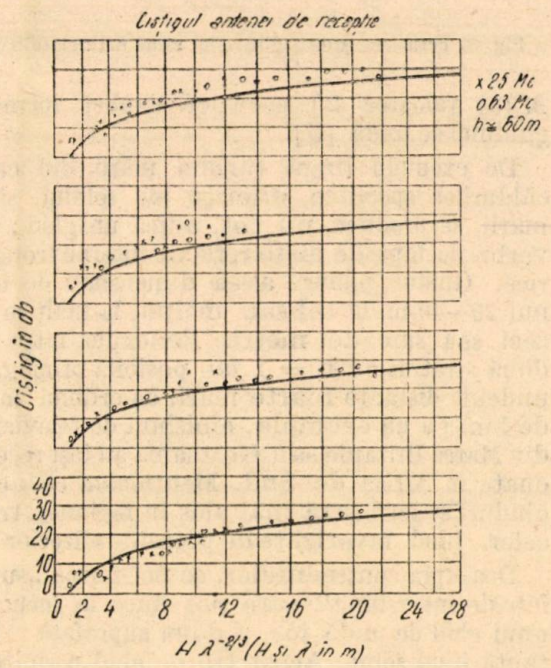
mase de aer, cu caracteristici deosebite : unda schimbă de direcție, făcînd un unghi cu vechea direcție de propagare, adică proiecția traiectoriei undei pe suprafața pămîntului devine diferită de o geodezică. Fenomenul este mai

Dacă la toate aceste fenomene mai adăugăm posibilitatea reflexiilor pe stratul E sporadic sau F_2 a undelor pînă la lungimi de undă de ordinul centimetrilor [8] și [1] (care sînt mai probabile în cazul unei activități solare crescute), constatăm că propagarea la aceste frecvențe este foarte complexă. In cazul acestor reflexii ghidul de undă este format ca și în cazul devenit clasic al undelor scurte, de suprafața pămîntului și de stratul ionizat.

6. Difuzia sau dispersia undelor electromagnetice produsă de neomogeneitățile atmosferei, devine factorul esențial în explicarea propagării la distanțe mari (sute de km). Se pare că la aceste distanțe, cea mai importantă componentă a cîmpului este cea propagată prin dispersie. Sub orizont, componenta dată de dispersie este neglijabilă față de unda de sol, dar dincolo de orizont devine preponderentă. După teoria difracției, cînd $\lambda \to 0$, intensitatea cîmpului dincolo de orizont scade la zero (fig. 4), [9], ceea ce este departe de a se verifica experimental. Dispersia are loc atît în troposferă cît și în ionosferă, așa cum au arătat experiențele din ultimii 4 ani [10 și 11].

7. Difracția interesează mai ales în regiunea de la orizont, în care teoria difracției dă rezultate exacte [12].

Rocco și Smith [13] au verificat experimental că putem aproxima refracția și difracția numai prin difracție deasupra unui pămînt cu o rază



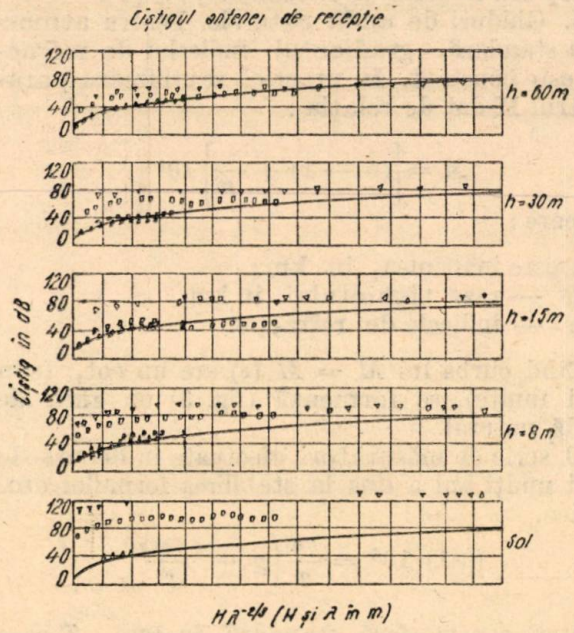


Fig. 5. Rezultatele experimentale ale lui Rocco și Smith.
a — cîmpul la 25 și 63 Mc comparat cu teoria ; *b* — cîmpul difractat sub condiții nestandard (k = 1,81) ; h — înălțimea antenei de emisie. Din [13].

frecvent cînd antenele sînt mai înălțate (2 000 —3 000 m) adică în propagarea de la un teren muntos către unul șes, în care caz fenomenul poate fi combinat și cu formarea unui ghid înălțat [1].

mărită de $K = 1{,}33$ ori în cazul undelor metrice, și de $K = 1{,}81$ ori în cazul frecvențelor între 400—600 MHz (unde decimetrice și condiții nestandard). Curbele stabilite de Rocco și Smith sînt date în fig. 5, *a* și *b*.

8. Variaţii sezoniere şi diurne. Variaţiile sezouiere sînt provocate de variaţia cu anotimpul a factorilor care afectează propagarea. Se redau

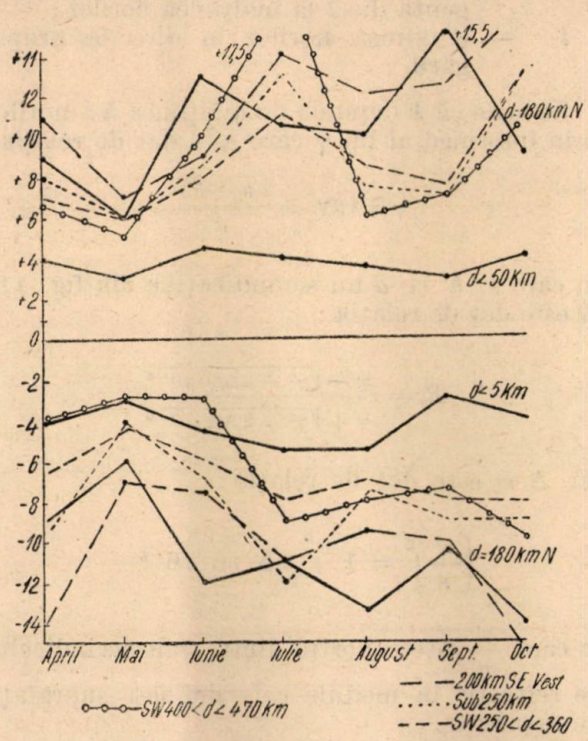


Fig. 6. Diagrama variaţiilor lunare maxime după datele de la Kühlungsborn, întocmită de autor.

aici o serie de rezultate experimentale ale staţiei de la Kühlungsborn R.D.G. (fig. 6, 7 şi 8) [2]. Se observă că la distanţe mici (sub 100 km) cîmpul este mai puternic în anotimpul rece, pe cînd la distanţe mari (peste 250 km) cîmpul

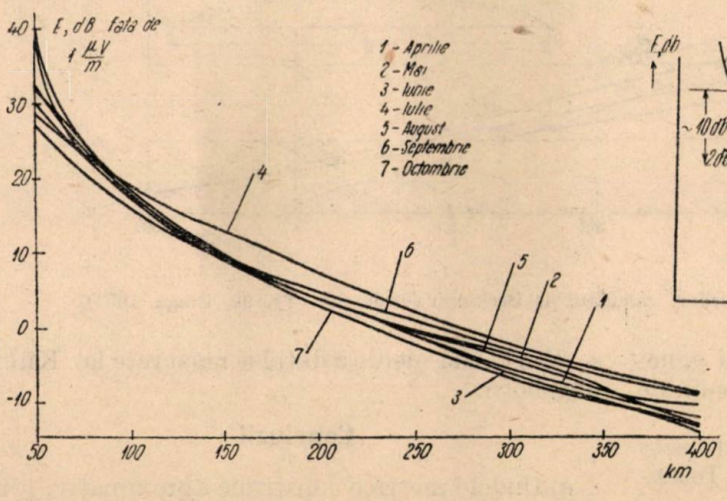


Fig. 8. Variaţia cîmpului electromagnetic cu distanţa avînd ca parametru luna anului, după datele de la Kühlungsborn, întocmită de autor.

este mai puternic în anotimpul cald al anului. Variaţiile de la anotimp la anotimp depăşesc 10 dB pentru distanţe sub 100 km, se anulează pe la 150 km, apoi cresc lent atingînd circa 6 dB la 350 km (fig. 8). Pentru luna iulie a anului 1955 se observă că au avut loc condiţii excepţional de favorabile de propagare, aşa

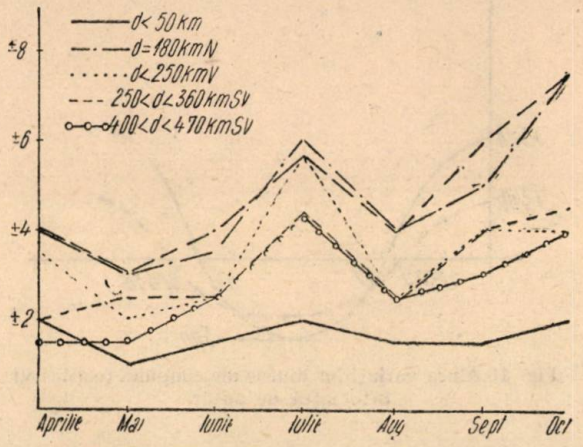


Fig. 7. Diagrama variaţiilor medii lunare după datele de la Kühlungsborn, întocmită de autor.

încît cîmpul în această lună a depăşit cu 5 dB cîmpul mediu din celelalte luni (întrucît nu posedăm date şi pentru alţi ani nu se poate aprecia dacă acest fenomen este general sau nu. Se poate afirma însă, că în general, cîmpul este mai puternic iarna la distanţă mică, iar vara la distanţă mare avînd o alură aproximativ asemănătoare cu cea din fig. 9.

Variaţiile maxime ale cîmpului au fost reprezentate în fig. 6. Se vede că variaţiile sînt mai mari la distanţe mari, atingînd valori de ± 17 dB în lunile iulie şi octombrie.

Din diagrama variaţiilor medii se vede că variaţiile sezoniere sînt mai mari toamna decît vara, atingînd respectiv ± 6 dB pentru dis-

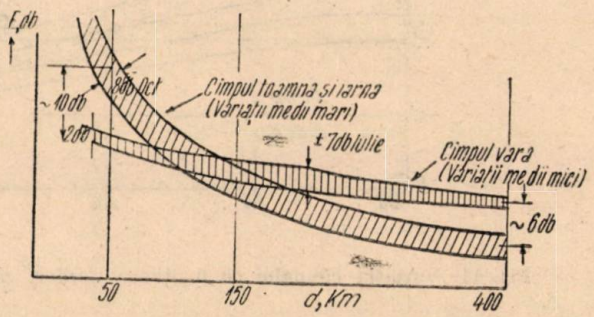


Fig. 9. Alura variaţiilor anuale ale cîmpului (calitativ) întocmită de autor.

tanţe mai mari de 200 km în iulie şi ± 7,5 dB pentru distanţe peste 250 km în octombrie. Din fig. 6 se mai vede şi influenţa direcţiei (azimutul geografic) asupra propagării. Astfel pentru 180 km N şi 200 km SE, alura variaţiilor maxime este cu totul alta deşi abaterile maxime sînt apropiate ca valoare. Peste aceste variaţii sezoniere se suprapun variaţiile diurne, a căror alură este reprezentată calitativ în fig. 10.

Variațiile diurne nu depășesc 5 dB, au aceeași alură în tot timpul anului și sînt mai mari

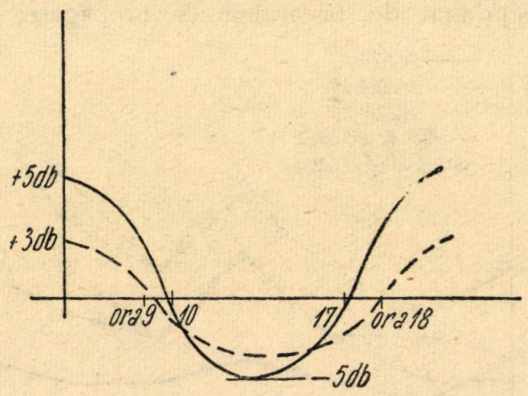


Fig. 10. Alura variațiilor diurne ale cîmpului (calitativ) întocmită de autor.

iarna decît vara. Anualarea se produce în jurul orelor 9—10 și 17—18.

Toate datele de mai sus se referă la unde ultra scurte în condiții medii ; au fost măsurate cîmpurile stațiilor de televiziune și radiodifuziune M.F. situate la distanțele și în direcțiile indicate în fig. 6.

In concluzie, variațiile medii nu depășesc 8 dB, iar cele maxime 20 dB, cauzele fiind cele indicate în partea introductivă.

Toate aceste date referindu-se la un singur an, rezultatele nu au nici o pretenție de generalitate ; pentru a putea trage concluzii mai generale, măsurile ar trebui extinse pe o perioadă de mai mulți ani.

După unele teorii [14] cîmpul la distanță este rezultat din reflexiile produse de nori. Intensitatea cîmpului ar avea expresia :

$$E = E_0 \, k \, R$$

în care :

E_0 este cîmpul în spațiul liber,

$k = \sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \, \gamma \, l$, în care

d — este distanța emițător-receptor ;
λ — lungimea de undă ;
γ — unghiul dintre direcția razei și tangenta dusă la înălțimea norilor ;
l — lungimea norilor în direcția propagării.

Se vede că k depinde de înălțimea h a norilor prin intermediul lui γ care este dat de relația :

$$\gamma \cong \operatorname{tg}\gamma \cong \frac{2(h + h')}{d}$$

în care h, h' și d au semnificațiile din fig. 11 ; R este dat de relația :

$$R = \frac{\gamma - \sqrt{\gamma^2 + 2\Delta m \cdot 10^{-6}}}{\gamma + \sqrt{\gamma^2 + 2\Delta m \cdot 10^{-6}}}$$

iar Δm este dat de relația :

$$\left(\frac{n'}{n}\right)^2 = 1 + 2\Delta \, m. \, 10^{-6}$$

în care $\frac{n'}{n}$ este raportul dintre valorile indicelui de refracție în mediile care definesc suprafața de separație.

Rezultatele sînt date pentru distanțe mai mari de 150 km, în fig. 11. Pentru comparație

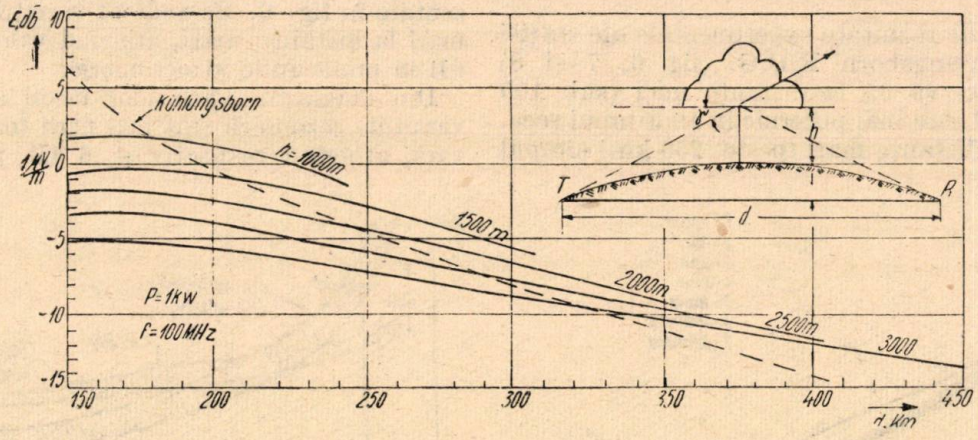


Fig. 11. Variația cîmpului cu înălțimea norilor, calculată de Beckman (după doc. TK 99, Praga, 1954).

se dă o curbă medie a datelor măsurate la Kühlungsborn.

Concluzii

a) Undele metrice constituie aproximativ, (din punct de vedere al propagării) o limită de separație între undele decametrice și cele centimetrice.

Din această cauză, undele metrice prezintă particularități de propagare corespunzătoare atît undelor decametrice (reflexii ionosferice'

zone de feding şi zone de maxim etc.) cît şi celor centimetrice (absorbţie crescută, cîmp difuz datorit faptului că dimensiunile obstacolelor devin comparabile cu lungimea de undă etc.).

b) In unde metrice, e posibilă uneori propagarea semnalelor la distanţe surprinzător de mari, datorită formării unor ghiduri de undă naturale. Propagarea prin ghiduri se poate întîlni şi la unde centimetrice de exemplu, dar la distanţe mult mai mici din cauză că atenuarea prin absorbţie creşte rapid cu frecvenţa.

c) Separaţia între diferitele moduri de propagare nu este netă, unele fenomene specifice unor frecvenţe mai joase putîndu-se întîlni în mod accidental la frecvenţe neobişnuit de ridicate. De exemplu s-au observat reflexia ionosferică accidentală a semnalelor de radar, în unde centimetrice, [16]. Se poate considera însă, că pînă la aproximativ, 0,5—0,6 m lungime de undă, propagarea undelor prezintă particularităţile din unde metrice, iar sub 0,4 m pe cele din unde centimetrice.

Repetăm însă, că nu se poate face o separaţie netă între diferitele moduri de propagare şi se pot întîlni accidental în cursul experienţelor practice, multe fenomene surprinzătoare, cum au fost o parte din cele examinate mai sus.

Bibliografie

[1] *Donald H. Menzel*: Elementary Manual of Radio Propagation, New *R*ork, 1948.

[2] * * *: Geophysikalische Messreihen des Observatoriums Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik.

[3] *Smirenin B. A.*: Manual de radiotehnică, Edit. Energ. de Stat Bucureşti, 1954, vol. II, pag. 598, fig. 24.

[4] * * *: Atlas des courbes de propagation de l'onde de sol pour les frequences comprises entre 30 et 300 Mc/s, Resolution no. 11 de CCIR, Geneva, 1955.

[5] *Alpert, Ghinsburg* şi *Faienberg*: Rasprostanenie radiovalon, Moscova, 1953.

[6] *Bullington K.*: Propagation of frequencies above 30 Mc/s PIRE, vol. 35. octombrie, 1947.

[7] *Donald M. Swingle*: Nomograms for calculus of refraction index, PIRE, martie, 1953.

[8] *Saxton I. A.* and *Lane I..A.*: VHF and UHF Reception Wireles World, mai, 1955.

[9] *Bremmer H.*: Terrestrial Radio Waves, Elshevier Publishing, Amsterdam, 1949.

[10] * * *: Radio communcation by wave scattering, Editorial, Wireless Engineer, noembrie, 1955.

[11] * * *: PIRE, octombrie 1955 (număr consacrat problemei propagării cîmpului prin dispersie).

[12] *Fok V. A.*: Propagarea undei directe în jurul pămîntului, cînd se ţine seama de difracţie şi refracţie, Bul. Ac. Ştiinţe a U.R.S.S., 1948, pag. 40—68.

[13] *Rocco* and *Smith*: Diffraction of VHF radio waves around the earth, PIRE, octombrie, 1949.

[14] *Beckman Peter*: Ob adnoi teorii sverhadalnevo rasprostranebie ykb (dokladcik Ceh. Respubliki) XI Sesiune a Comisiei Tehnice, Doc. TK 99. CIR, Praha, octombrie 1954.

[15] *Doluhanov*: Propagarea undelor radio, Ed. Energetică de Stat.

[16] *Bennington T. W.*: Long Distance VHF interference Wireless World, decembrie 1955.

* *

НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА РАСПРОСТРАНЕНИЯ МЕТРИЧЕСКИХ ВОЛН

Резюме

Рассматриваются ряд особенностей распространения метрических волн, учитывая их как предел разделения между ионосферическим и тропосферическим распространениями; первое характеризуемое короткими волнами (дециметрическими) и второе микроволнами (сантиметрическими). В области метрических волн возможны оба способа распространения, по сколько речь идет о предельном случае. Рассматривается ряд явленнй среди ко, торых некоторые свойственные только метрнческих волнкак например: вопрос естественных волноводов, федннг метрических волн, и т. д.

* *

EINIGE FORTPFLANZUNGSEIGENHEITEN DER METERWELLEN

Zusammenfassung

Es werden einige eigenartige Erscheinungen der Fortpflanzung der Meterwellen behandelt, welche als Grenze zwischen Yonosphärischer und Troposphärischer Fortpflanzung betrachtet werden, die ihrerseits den Kurzwellen (Dezimeterwellen) und Ultrakurzwellen (Zentimeterwellen) entsprechen. Im Bereiche der Meterwellen sind beide Fortpflanzungsarten möglich da ja von einem Grenzfall die Rede ist. Es werden dann einige Erscheinungen behandelt die nur den Meterwellen eigen sind, wie zum Beispiel das Problem der natürlichen Wellenleiter, das Fading im Meterwellenbereich u.s.w.

Izvoarele noi de lumină: lămpile fluorescente format balon

Ing. A. ROTH

621.327.43

Se expun dificultăţile tehnice care au împiedicat pînă la un anumit moment dezvoltarea lămpilor fluorescente în balon şi rezolvările date acestor probleme. Se descriu principiile şi construcţia lămpilor fluorescente în balon şi se expun caracteristicile lor comparativ cu a celor ale altor izvoare de lumină.

Lămpile fluorescente au apărut în urma cercetărilor ce tindeau, pe de o parte să mărească eficacitatea luminoasă a izvoarelor, pe de altă parte să îmbunătăţească compoziţia spectrală a luminii emise aducînd-o cît mai aproape de cea a luminii de zi [1].

In momentul creerii lămpilor fluorescente tubulare — aşa cum sînt cunoscute azi — au existat două tendinţe prin care se urmărea realizarea îmbunătăţirii izvoarelor de lumină :

— trecerea de la descărcări în vapori de mercur de joasă presiune la cele de înaltă presiune, şi

— folosirea substanţelor fluorescente pentru transformarea radiaţiilor ultraviolete ale descărcării în radiaţii vizibile.

Lămpile realizate pe baza primei tendinţe au reuşit să ridice mult eficacitatea luminoasă (*HgQ* ; *HgH* ; *Igar*) dar au înrăutăţit culoarea luminii [2]. De aceea, aceste lămpi nu au putut fi folosite decît pentru cazuri în care nu era necesară vederea culorilor (turnătorii, şosele) şi nici în aceste locuri nu au avut o răspîndire prea mare.

Lămpile realizate prin aplicarea substanţelor fluorescente pe pereţii interiori ai tuburilor de descărcare în vapori de mercur de joasă presiune, au realizat o mărime a eficacităţii luminoase şi în acelaşi timp o corectare mulţumitoare a culorii luminii [3]. Din această cauză a căpătat o mare răspîndire în tehnica iluminatului, rivalizînd în domeniul iluminatului interior cu lămpile cu incandescenţă. In alte domenii însă (iluminatul halelor înalte, iluminatul şantierelor, iluminatul public) nu au putut să se introducă, datorită formei lor, a sensibilităţii faţă de variaţiile temperaturii ambiante şi a puterii lor limitate [4].

Este firesc că soluţia ideală ar fi fost de la început cea rezultată din combinarea celor două tendinţe, anume lampa fluorescentă cu descărcare în vapori de mercur de înaltă presiune. In acea perioadă (anul 1930) realizarea unei astfel de lămpi s-a dovedit a fi tot atît de imposibilă pe cît era de evidentă necesitatea ei. Problemele principale care nu au putut fi rezolvate atunci pentru a se crea astfel de lămpi au fost :

— construcţia trecerilor de curent,

— construcţia electrozilor,

— substanţa fluorescentă potrivită.

Necesitatea de a se obţine un izvor de lumină cît mai compact posibil (formă de balon asemănătoare cu lămpile cu incandescenţă) duce neapărat la tipuri cu descărcări cu densităţi mari de curent. Aceasta înseamnă folosirea descărcării de înaltă presiune. Condiţia pusă în plus ca izvoarele să funcţioneze în orice poziţie, duce la necesitatea alegerii pentru tubul de descărcare, a unui material susceptibil să fie adus la temperaturi ridicate sub acţiunea căldurii ce întovărăşeşte aceste descărcări.

Sticlele s-au dovedit a fi nepotrivite, atît din cauza temperaturi insuficient de ridicate la care rezistă, cît şi din cauza absorbţiei radiaţiilor ultraviolete care trebuiau folosite în cazul acestor lămpi pentru a fi transformate în radiaţii vizibile de substanţele fluorescente, a căror aşezare nu era posibilă decît înafara tubului de descărcări.

Singurul material potrivit acestor cerinţe s-a dovedit a fi cuarţul, al cărui punct de înmuiere este suficient de ridicat şi care îndeplineşte şi cealaltă condiţie cerută, aceea de a transmite radiaţiile ultraviolete [5].

Posibilitatea ca vechile lămpi de cuarţ să fi putut deveni izvoare pentru întrebuinţare de serie mare ca iluminatul public şi industrial, rezultă din progresul tehnic care a făcut ca vechea fabricaţie „meşteşugărească" a lămpilor de cuarţ să ajungă la un stadiu de producţie industrială, de fabricaţie cu mijloace mecanizate, automatizate şi perfect controlabile [6].

In acelaşi timp, studiul şi fabricarea a noi şi noi substanţe fluorescente a permis alegerea şi experimentarea unor substanţe care rezistă la temperaturi ridicate, aşa cum este necesar în aceste lămpi şi are în acelaşi timp un spectru de excitaţie potrivit.

Perfecţionarea fabricării lămpilor de cuarţ prezintă un ansamblu de procese privind : producerea cuarţului, fasonarea lui, construirea unor treceri de curent sigure prin cuarţ, confecţionarea unor electrozi adaptaţi pentru descărcări electrice în vapori de mercur de înaltă presiune.

In ceea ce priveşte cuarţul s-au realizat procedee mecanizate care dau cantităţi industriale de ţevi de cuarţ cu dimensiuni de o precizie şi omogeneitate de acelaşi ordin ca şi al sticlelor folosite în tehnica construcţiilor lămpilor.

Prelucrarea (fasonarea) ţevilor de cuarţ în tuburi pentru descărcări se realizează de asemenea cu mijloace mecanizate. Cu toate că temperaturile de prelucrare sînt foarte ridicate, aceste prelucrări asigură o omogeneitate perfectă şi se pot executa la un cost nu prea ridicat.

La trecerile de curent dificultatea este provocată în special de coeficientul de dilatare extrem de scăzut al cuarţului faţă de cel al

conductorilor metalici. Coeficientul de dilatare al cuarțului este de circa 10 ori mai mic decît cel al metalelor cu coeficienții de dilatare cei mai scăzuți, în timp ce la sudurile metal-sticlă (cuarț) se admite ca diferența dintre coeficienții de dilatare să fie maximum 10% [7]. În primele lămpi de cuarț trecerile au fost de invar cu rodaj protejat cu inel de mercur [5], trecerile fiind răcite. Această soluție nu a mai fost adaptabilă cînd s-a trecut la lămpile fără mercur lichid în exces, la care nu mai era posibilă răcirea catodului deoarece acesta era cu strat emisiv și nu cu lac de mercur. O soluție temporară a fost depărtarea legăturii rodaj cuarț-invar la cîțiva cm de la catodul lămpii, legătura între ele făcîndu-se printr-un fir de wolfram sudat în cuarț. Inafară de complicația construcției, această tehnică nu prezintă suficientă siguranță, din cauza diferenței mari de dilatare dintre wolfram și cuarț, care duce la crăparea lămpilor. Pentru a se înlătura această complicație s-au elaborat soluțiile :

— trecerile cu sticle intermediare și cea a

— trecerilor cu folie de molibden.

In soluția trecerilor cu sticle intermediare, legătura dintre cuarț și firul metalic se asigură prin cîteva trepte create din sticle cu coeficienți de dilatare potriviți, astfel încît diferența de dilatare între două elemente succesive să fie inferioară celei care ar putea produce spargerea la șoc termic [8]. Cu toată grija avută în executarea acestor treceri și cu tot controlul riguros, aceste legături s-au dovedit a fi neegale, neregulate și nesigure la fabricația de serie.

Singura soluție viabilă — din cele cunoscute pînă azi — a rămas cea a trecerilor cu folie de molibden. Folia de molibden asigură o mare suprafață de contact între cuarț și metal și, o astfel de repartizare a eforturilor provocate de diferența de dilatare, încît să le mențină sub cele care ar putea produce spargere, deși intervalul de temperaturi căruia îi este supusă trecerea este mare [9].

Astfel, trecerea unui curent de mai mulți amperi se asigură cu o bandă de molibden de 0,015 mm grosime și 4 mm lățime, ceea ce are ca rezultat o densitate de curent de ordinul a 70 A/mm^2.

Strîngînd toleranțele condițiilor de realizare s-a ajuns la astfel de treceri de curent cu lungimi care nu depășesc pe acelea ale lămpilor cu incandescență; fabricația lor a putut fi mecanizată și adaptată pentru producție omogenă și precisă, de mare serie.

Electrozii lămpilor cu vapori de mercur de mare presiune au pus și ei o serie de probleme. Presiunea foarte mare și curentul ridicat duc la o concentrare intensă a descărcării pe o suprafață restrînsă a electrodului. Folosind substanțele termoemisive uzuale, temperatura ridicată rezultată din concentrarea descărcării duce la o evaporare masivă a substanței emisive, la consumarea ei rapidă și la o înnegrire rapidă a peretelui de cuarț. Pentru remedierea acestui invonvenient s-au elaborat două soluții :

— electrozii sinterizați cu substanțe emisive înglobate [10] și

— electrozii cu miez de substanță emisivă [11].

Dintre cele două soluții, cea care a rămas ca soluție finală în fabricația curentă a lămpilor de cuarț pentru lămpi fluorescente în balon, este cea corespunzătoare soluției a doua, construcția fiind formată dintr-o bucățică de toriu montată în interiorul unei spirale de wolfram. Această soluție asigură eficacitate și durată mai ridicată precum și omogeneitate mai mare decît cea cu electrozi sinterizați.

Din punct de vedere al substanțelor fluorescente potrivite pentru lămpile cu vapori de mercur de înaltă presiune, erau de rezolvat două mari probleme :

— rezistența la temperaturi de funcționare ridicate ;

— corespondența spectrelor de excitație a substanțelor cu cele de emisie în ultraviolet a descărcării de înaltă presiune.

In ceea ce privește temperatura, experiențele făcute au arătat că la folosirea unor baloane cu dimensiuni rezonabile, compatibile cu mijloacele industriale de producție de serie mare și în condiții de utilizare asemănătoare cu a lămpilor cu incandescență, temperatura de regim a peretelui de sticlă — pe care se aplică în interior substanța fluorescentă — se ridică la peste 150°C. Temperatura sticlei în lămpile tubulare nu depășește în general 50°C [12]. Deoarece substanțele fluorescente folosite la lămpile tubulare nu pot funcționa la temperaturi de circa 150°C, ele nu au putut fi luate în considerare la crearea noilor lămpi. In schimb în noile lămpi substanțele fluorescente nu sînt expuse acțiunii chimice a vaporilor de mercur.

In radiația în ultraviolet a descărcării în vapori de mercur de înaltă presiune predomină cea situată la $\lambda = 3650$ Å și $\lambda = 3130$ Å în în timp ce radiațiile ultraviolete ale descărcării în vapori de mercur de joasă presiune sînt localizate la radiațiile de rezonanță de $\lambda = 2537$ Å și $\lambda = 1850$ Å [13]. Substanțele fluorescente folosite în lămpile fluorescente tubulare au spectrul de excitație potrivit cu lungimile de undă ale radiațiilor ultraviolete provenite din descărcările în vapori de mercur de joasă presiune ; aceste substanțe excitate cu radiații de lungimi de undă mai mari, cum sînt acelea ale descărcării în vapori de mercur de înaltă presiune nu acționează sau acționează cu randament scăzut.

Construirea lămpilor fluorescente în format balon a fost posibilă datorită elaborării, în ultimii ani, a unor substanțe fluorescente care corespund celor două cerințe arătate. Dintre aceste substanțe cele mai potrivite sînt : fluorgermanatul de magneziu activat cu mangan

şi silicatul triplu de bariu, stronţiu şi litiu activat cu mangan şi ceriu [11].

Eficacitatea maximă a acestor substanţe este în domeniul temperaturilor care intervin pe

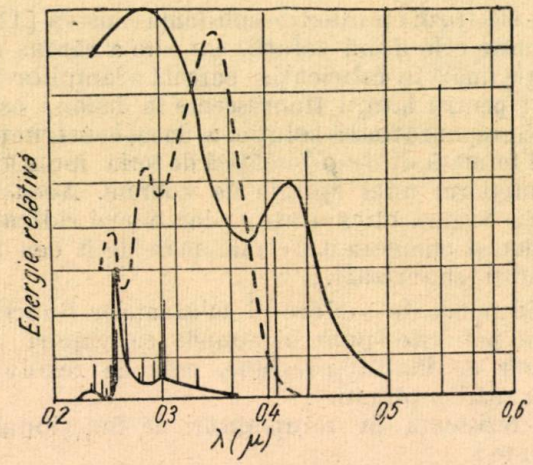


Fig. 1. Spectrele de excitaţie ale silicatului triplu de bariu stronţiu şi litiu şi ale fluogermanatului de magneziu [6].

pereţii de sticlă ai lămpii. Astfel, silicatul triplu are eficacitatea maximă în domeniul 160—200°C, iar fluorgermanatul la 300—400°C [6].

In ceea ce priveşte spectrul de excitaţie (fig. 1), ambele substanţe au maxime în regiunea 3000—3600 A. Pe fig. 1 sînt reprezentate sub formă de linii verticale, energiile relative ale radiaţiillor descărcării în vapori de mercur de înaltă presiune. In privinţa emisiei, silicatul triplu corectează mai bine lumina emisă de descărcare decît fluorgermanatul, reuşind să dea luminii o culoare mai apropiată de cea a luminii zilei (fig. 2).

Noile lămpi fluorescente în balon sînt formate, în fond, de tuburi de cuarţ cu descărcări în vapori de mercur de înaltă presiune aşezate în axa unor baloane de sticlă pe al căror perete interior s-a depus substanţa fluorescentă. Izvorul de radiaţii este format (fig. 3) de un mic tub drept de cuarţ de diametru variind după puterea lămpii, de la cîţiva mm la 15 mm şi de lungime de cîţiva cm. La extremităţi, doi electrozi comunică spre exterior cu trecerile de curent. Tubul de cuarţ conţine argon (circa 10 torr) şi mercur, astfel dozat încît în stare de regim în tub să existe numai vapori la 1—5 at (după tip).

Datorită sensibilităţii substanţelor fluorescente la temperatură şi din cauza folosirii pentru balonul lămpii a unor sticle obişnuite, forma baloanelor a fost astfel aleasă încît distribuţia să fie izotermă. Din această cauză s-a ajuns la forme de felul celei din fig. 4 [6].

Spaţiul dintre tubul de cuarţ şi balonul de sticlă este, fie evacuat (cu vid), fie umplut cu gaz la presiune scăzută; pentru a asigura un regim termic cît mai constant descărcării din tubul de cuarţ. Gazul de umplere se alege ţinînd seama de reacţiile fotochimice care se pot produce la temperaturi ridicate sub acţiunea radiaţiilor ultraviolete şi care sînt susceptibile să altereze învelişul fluorescent. Aceste acţiuni intense ale radiaţiilor ultraviolete se opresc la balon care, prin natura sticlei sale, reţine radiaţiile acestea.

Noile lămpi se fabrică în serie mare pentru puteri de 125—400 W, fiind în curs de experimentare şi tipuri de puteri mai mici (pînă la 40 W) şi mai mari (pînă la 2 000 W). Caracteristicile lor sînt cele din tabela 1. In aceeaşi tabelă se arată comparativ şi caracteristicile unei lămpi cu incandescenţă.

Aceste lămpi, ca toate lămpile cu descărcări, se racordează la reţea prin intermediul unor limitatori de curent.

De semnalat mai este faptul că caracteristicile: curent, putere şi flux ale acestor lămpi

Tabela 1

Caracteristicile lămpilor fluorescente în balon

Caracteristica	Lampă cu incandescenţă 300 W	Lampă cu fluogermanat 400 W	Lampă cu silicat triplu 125 W
Diametru maxim, cm	9	11,5	9
Lungime totală, cm	24	28,7	17
Curent aprindere, A	—	4,7	1,7
Tensiune regim, V	120	135	135
Flux total, lm	4 800	18 000	5 000
Eficacitate luminoasă, lm/W	16	45	40
Timp de pornire, min	—	4	4
Durata, h	1 000	4 000	2 500

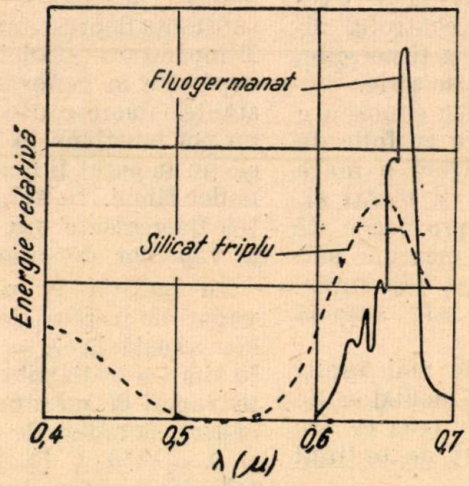


Fig. 2. Curbele de emisie ale silicatului triplu de bariu stronţiu şi litiu şi ale fluogermanatului de magneziu [6].

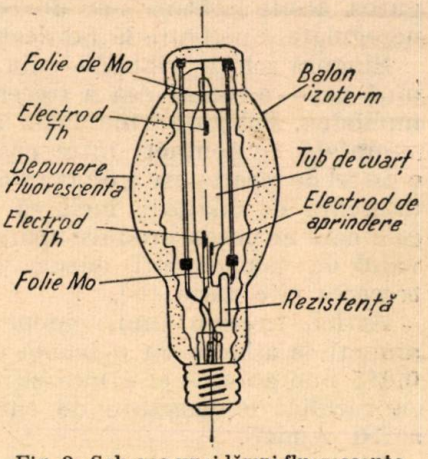


Fig. 3. Schema unei lămpi fluorescente în balon [11].

variază liniar într-un interval suficient de mare al variaţiei tensiunii (fig. 5). In cursul

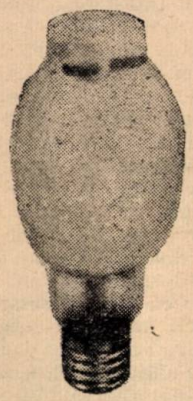


Fig. 4. Lampă fluorescentă în balon [6].

duratei de 3000 — 4000 ore eficiacitatea scade cu circa 25%.

Volumul mic al acestor lămpi faţă de puterea lor şi balonul lor dublu, face ca fluxul luminos să fie practic insensibil la variaţiile de temperatură ale mediului. Ele se aprind uşor şi la

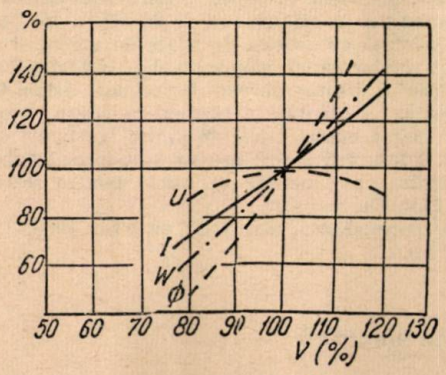


Fig. 5. Variaţia cu tensiunea de alimentare a caracteristicilor lămpilor fluorescente în balon [11].

— 20°C. In această privinţă sînt superioare lămpilor fluorescente tubulare.

Lămpile fluorescente de format balon completează gama izvoarelor moderne de lumină şi permit să fie văzute ca izvoare de lumină ale viitorului apropiat [14] deoarece ele prezintă în acelaşi timp :

— flux unitar ridicat (5 000—18 000 lm);
— eficacitate luminoasă ridicată (40 — 45 lm/W);
— lumină albă;
— volumul mic şi formă comodă (înşurubare în dulie);
— durata lungă;
— insensibilitate la variaţii de temperatură.

Aceste lămpi ating eficacităţile lămpilor fluorescente tubulare, liberîndu-se în acelaşi timp inconvenientele acestora (formă, sensibilitate la variaţii de temperatură, startere). In timp ce lămpile fluorescente tubulare sînt limitate la puteri de 100 W, lămpile în balon permit şi construirea unor unităţi de putere mai mare. Astfel, o lampă de 400 W în balon este echivalentă ca flux cu 8 lămpi tubulare de 40 W, care ocupă suprafaţa de circa 30 ori mai mare. Dezavantajele lor sînt : intrarea în regim după cîteva minute şi imposibilitatea de a le reaprinde imediat după stingere (înainte de răcire).

Aceste lămpi au găsit imediat după apariţia lor un domeniu de aplicaţie în cazurile în care lampa fluorescentă tubulară nu poate fi întrebuinţată : iluminatul industrial, cel al şantierelor şi iluminatul public.

Bibliografie

[1] *Grigorovici R.*: Lumina rece, Gazeta Matematică şi Fizică (2) iulie, 1950.
[2] *Ivanov A. P.*: Izvoare electrice de lumină, Gosenergoizdat. Moscova, 1948.
[3] *Roth A.*: Lampa fluorescentă, Electricitatea II, 1951 nr. 7.
[4] *Roth A.*: Probleme tehnice ale lămpilor fluorescente, Electricitatea, II, nr. 8/1951.
[5] *Roth A.*: Tehnica vidului şi a aparatelor electrice cu vid, Ed. Energetică de Stat, 1955.
[6] *Claude A.*: Concepţii actuale asupra tehnicii lămpilor fluorescente, Bull. Soc. Franc. Electr. (7), iulie, 1955.
[7] *Roth A.*: Tensiunile în sticla tehnică, Metrologia aplicată (1), 1954.
[8] *Roth A.*: Fenomene fizico-chimice în sudurile metal-sticlă, Studii şi cercetări de fizică, acad. R.P.R., nr. 1. 1956.
[9] *Roth A.*: Sudura metal-sticlă. Electricitatea (3), 1950.
[10] *Hermann C., Wagener S.*: Catozii cu oxizi, Barth, Leipzig. 1950.
[11] *Delrieu P.*: Noi progrese în folosirea fenomenelor de fotoluminiscenţă, Bull. Soc. Franc. Electr. (34) oct. 1953.
[12] *Fabricant V. A.*: Fizica şi tehnica lămpilor fluorescente Uzpechifizic. Nauc. T. XXVII, 1954.
[13] *Meyer H. — Seitz O.*: Radiaţiile ultraviolete, I.I.L., Moscova, 1952.
[14] *Gaymard L.*: In ce stadiu se găseşte iluminatul public Bull. Soc. Franc. Electr. (51) martie, 1955.

* *

НОВЫЕ ИСТОЧНИКИ СВЕТА: СВЕТЯЩИЕСЯ ЛАМПЫ ФОРМЫ БАЛЛОНА

Резюме

Излагаются технические неполадки, которые задержали на некоторое время развитие светящихся ламп формы баллона и решения этих вопросов.

Описываются принципы и конструкция светящихся ламп формы баллона и излагаются их характеристики в сравнении с характеристиками других источников света.

* *

NEVE LICHTQUELLEN: FLUORESZENZLAMPEN IN KOLBENFORM

Zusammenfassung

Es werden die technischen Schwierigkeiten die bis zu einem gewissen Zeitpunkt die Entwicklung der Fluoreszenzlampen in Kolbenform verhindert haben, und die hiefür gefundenen Lösungen erläutert. Nach einer Beschreibung der Prinzipien und Konstruktion der Fluoreszenzlampen in Kolbenform werden deren Charakteristiken mit den Charakteristiken anderer Lichtquellen vergliechen.

Electrotehnica teoretică

PROIECTUL DE NORME *DIN 1323* : TENSIUNE ELECTRICA, POTENŢIAL, SURSA DIPOL, FORŢĂ ELECTROMOTOARE

621.3.01

Modificarea standardului DIN 1323 a devenit necesară pentru a ţine seama de evoluţia terminologiei, a definiţiilor şi a sistemului de unităţi. Intre altele, prin noua redactare se iau în considerare recomandările făcute la ultima întrunire a CEI (Comisia Electrotehnică Internaţională) din 1945.

Ceea ce caracterizează chiar în ediţia din 1926 acest standard de delimitări ale mărimilor de tensiune, este sprijinirea fiecării noi definiţii pe cea anterioară în particular şi pe toate cele anterioare în general. In fiecare nouă definiţie intervine doar o singură nouă mărime, cea care se defineşte. Proiectul prezintă un interes deosebit deoarece contribuie la lămurirea controverselor şi confuziilor ce au apărut şi la noi, în legătură cu noţiunile afectate termenilor : tensiune electrică, diferenţă de potenţial şi forţă electromotoare.

Ca punct de plecare pentru definirea noţiunilor electrice (şi magnetice) s-a considerat uzina electrică. Se defineşte tensiunea electrică ca raportul energiei mecanice dezvoltate de forţele cîmpului electric şi a unei sarcini de probă. Tensiunea electrică este o mărime afectată unui parcurs. Se dă un nume şi tensiunii pe un contur închis. După descrierea cîmpului electric potenţial, se arată că tensiunea în astfel de cîmpuri se poate exprima ca diferenţă între două scalare : potenţialele punctelor respective. Potenţialul este afectat punctelor cîmpului. La definirea diferenţei de potenţial trebuie să se indice potenţialul de referinţă.

In cîmpul electric „cu turbioane" (= solenoidal) tensiunea nu se anulează pe orice contur închis, ci este egală cu viteza de scădere în timp a fluxului magnetic cuprins (tensiune „indusă").

Pentru a defini „forţa electromotoare" (nu „tensiune" electromotoare) se utilizează o definiţie auxiliară, anume cea a sursei dipol, indiferent de natura surselor (imprimate sau induse). Se defineşte întîi tensiunea în gol, curentul în scurt circuit şi caracteristica în sarcină, care trebuie să fie liniară.

Pentru caracterizarea surselor liniare sau aproape liniare se poate întrebuinţa sau tensiunea la borne în gol a sursei dipol, sau o mărime internă a sursei : forţa electromotoare, egală cu tensiunea în gol cu semnul schimbat. In consecinţă legea a doua a lui Kirchhoff se poate scrie în circuit închis, sub două forme, cea clasică :

$$\overset{0}{\Sigma} u_n = \overset{0}{\Sigma} E_n$$

dacă se întrebuinţează noţiunea de forţă electromotoare, şi forma mai nouă :

$$\overset{0}{\Sigma} U_n = 0$$

dacă se utilizează tensiunile în gol a surselor.

Explicaţii care exprimă condiţiile particulare şi de detaliu în care sînt valabile definiţiile propuse sînt ataşate şi fac parte din textul proiectului.

Inafară de aceasta, proiectul este însoţit de o scurtă expunere redactată de Prof. I. Fischer, asupra evoluţiei discuţiilor şi contribuţiilor aduse la actualul text, care nu este definitiv, ci se va redacta după primirea observaţiilor.

(Din **ETZ-A**, v. 77, nr. 7/1956).

A. A.

Transformatori electrici

TRANSFORMATORUL ELASTIC

621.314.222.045.53

Schema transformatorului elastic a fost realizată pentru prima dată în 1949, pentru a satisface cerinţele unei mari societăţi de exploatare italiene, care cerea insistent pentru transformatorii trifazaţi cu trei înfăşurări, trei tensiuni de scurtcircuit binare egale între ele.

Se ştie că tensiunea de scurtcircuit este mărimea cea mai caracteristică a transformatorilor prin influenţa sa apreciabilă asupra 1) dimensionării transformatorului, 2) rezistenţei la forţele electrodinamice, 3) curentului de scurtcircuit, 4) variaţiei de tensiune de la gol la plină sarcină, 5) stabilităţii reţelei. Aceste condiţii oarecum contradictorii (tensiunea de scurtcircuit trebuind să fie mare pentru a satisface cerinţele de la punctele 1, 2, 3 şi mică pentru cele de la punctele 4 şi 5) au fost într-o oarecare măsură satisfăcute de diverse firme constructoare europene limitînd — chiar pentru transformatorii de înaltă tensiune şi mare putere — tensiunea de scurtcircuit la valori cuprinse între 7% şi 10%.

Pentru transformatorii cu două înfăşurări proiectantul poate să proporţioneze diversele dimensiuni ale maşinii astfel ca să obţină valoarea dorită a tensiunii de scurtcircuit.

La un transformator cu trei înfăşurări construit normal, tensiunea de scurtcircuit între cele două înfăşurări externe este aproximativ egală cu suma celor două tensiuni de scurtcircuit ale înfăşurărilor alăturate. Schema transformatorului elastic (denumit astfel datorită calităţii sale de a se adapta la diverse cerinţe de exploatare) permite obţinerea de tensiuni de scurtcircuit binare egale. După această schemă, înfăşurarea 1 este divizată în două secţiuni cu număr de spire egal şi legate între ele în paralel, dispuse una în interiorul înfăşurării 2, iar cealaltă în exteriorul înfăşurării 3. Ţinînd seamă că aceşti transformatori se construiesc pentru tensiunile 15,240 şi 150 kV se vede şi marele avantaj constructiv atît din punctul de vedere electric cît şi mecanic datorit acestei dispoziţii şi nedivizării înfăşurărilor de înaltă tensiune. In continuare autorul arată diversele condiţii de funcţionare, curenţii de circulaţie şi repartiţia amperspirelor înfăşurărilor transformatorului elastic. Intr-o tabelă sînt redate : greutăţile înfăşurărilor, pierderile în cupru şi tensiunile de scurtcircuit binare pentru doi transformatori de 90 MVA, 15, 240 şi 150 kV care lucrează cu aceeaşi densitate de curent şi sistemul constructiv sim lar (miez, canale de ulei etc.) unul însă avînd cele 3 înfăşurări dispuse normal, iar celălalt sistem transformator elastic. La greutăţi şi pierderi în cupru aproximativ egale se remarcă marea diferenţă dintre tensiunile de scurtcircuit ale înfăşurării 2 şi 3 pentru transformatorul normal. Autorul indică apoi metoda de calcul pentru reactanţe şi enumeră unităţile realizate.

(Din **„L'elettrotehnica**, tom XLII, nr. 3 bis, 1956, Pietro Ghinelli).

P. D.

Tracţiune electrică

TRACŢIUNEA DIESEL-ELECTRICĂ

621. 335.2—833.6

Se prezintă tracţiunea Diesel electrică drept tracţiune a viitorului apropiat. Autorul consideră că pînă în 1975 modul de tracţiune în lume se va distribui astfel : 25% electric ; 70% Diesel-electric ; 5% diverse sisteme printre care Diesel-mecanic. Locomotiva cu abur va fi exclusă. Se arată avantajele locomotivei Diesel-electrice şi domeniul de utilizare al tracţiunii electrice.

In general, locomotiva Diesel-electrică este compusă dintr-un motor Diesel, care antrenează un generator. Acesta alimentează motoarele de tracţiune. Aproape întreaga putere a motorului Diesel este aplicată la roţile locomotivei. Curba efort de tracţiune-viteză este o hiperbolă. Se dau aceste curbe pentru o locomotivă de 85 tone, 1 200 CP.

Costul motorului Diesel şi a accesoriilor sale directe reprezintă circa 30% din costul întregii locomotive. Majoritatea locomotivelor Diesel-electrice existente sînt echipate cu motor Diesel în doi timpi ; acesta are o construcţie mai simplă, mai puţine organe în mişcare, ceea ce îi acordă prioritate deşi consumă cu 3—10% combustibil mai mult decît motorul în 4 timpi.

Există un singur generator electric, cu statorul în monobloc cu motorul iar rotorul montat pe o flanşă adaptată blocului motor. Acest generator antrenează un mic generator

auxiliar care deserveşte numeroasele servicii auxiliare ale locomotivei. In mod universal se utilizează motoare de curent continuu suspendate pe osie. Sînt răcite de un ventilator instalat în corpul locomotivei. Tensiunea nominală variază între 600—900 V. Motoarele sînt conectate în paralel. Controlul funcţionării locomotivei se realizează simplu iar în cazul funcţionării mai multor locomotive, cuplate mecanic şi electric, controlul este realizat de un singur conducător.

Motoarele Diesel realizate în ultimii ani au o putere cu 33% mai mare, la acelaşi gabarit şi greutate. Materialele electroizolante noi, au permis reducerea în greutate a părţii electrice, prin ridicarea temperaturii limită.

Spre deosebire de locomotiva cu abur, în cazul locomotivei Diesel-electrice este posibilă utilizarea unui singur tip de locomotivă pentru toate clasele de trafic, ceea ce prezintă o importanţă deosebită.

Se prezintă schema electrică, dispoziţia generală şi fotografia locomotivei de 1 200 CP, 85 t, viteza maximă 75 mile pe oră, cu suspensie amortizată, boghiu dublu, şase osii. Se acordă atenţie sistemului de ventilaţie şi filtrării aerului. Locomotiva este prevăzută cu o baterie de acumulatori pentru pornirea motorului Diesel prin utilizarea momentană a generatorului ca motor. Motorul Diesel de 1 200 CP în doi timpi are 8 cilindri şi o rotaţie de 625 rot/min. Generatorul are 8 poli şi poli auxiliari, excitaţie separată şi contra compound. O înfăşurare serie lucrează la pornirea motorului Diesel. Generatorul auxiliar debitează curent la 110 V. Cele 6 motoare de tracţiune sînt motoare serie cu patru poli, suspendate pe osie, acţionînd printr-o singură reducţie.

(Din „**Journal of the Institution of Electrical Engineers**", nr. 16, aprilie 1956, F. Whyman).

I. C.

Protecţia catodică

COROZIUNEA ŞI PROTECŢIA CATODICĂ IN KUWAIT

620.197.5

Existenţa unui metal în prezenţa unui electrolit creează suprafeţe anodice şi catodice, ceea ce dă naştere unui curent electric. Metalul-anod este supus unui atac chimic de către radicalul acid încărcat negativ, în timp ce la catodă se desfăşoară un proces de reducere, cu eliberare de gaze. Dacă se trimite spre metal un curent electric de o valoare corespunzătoare coroziunea încetează, metalul devenind catodă. Protecţia catodică împotriva coroziunii constă în utilizarea acestui curent. Alimentarea se poate face cu curent redresat, de la un generator de curent continuu sau de la o baterie galvanică pe bază de magneziu, zinc sau aluminiu. Metoda protecţiei catodice a luat o mare dezvoltare în ultimii ani.

Gradul de protecţie depinde de neutralizarea curenţilor de coroziune. In acelaşi timp se produce o polarizare care formează hidroxizi sau alte produse insolubile pe întreaga suprafaţă a metalului. S-a stabilit pe cale experimentală că pentru a obţine o protecţie totală, metalul trebuie adus la potenţialul de — 0,85 V faţă de un electrod de cupru-sulfat. Rezistivitatea solului are un efect important asupra valorii curentului. Uneori, pentru a evita această dependenţă, se introduce un conductor de întoarcere compus din gips, sulfat de sodiu şi bentonită. Pentru secţiuni mari, care cer curenţi importanţi se utilizează un generator sau redresor, iar ca anozi auxiliari se folosesc fişii de oţel. Acestea sînt supuse unei coroziuni puternice. Se pot utiliza anozi auxiliari din ferosiliciu sau fier grafitat.

Se descrie protecţia realizată la o instalaţie petroliferă cu conducte submarine şi subterane. Protecţia deplină era asigurată de un curent variind între 5 mA/ft² la bare de fier şi 20 mA/ft² în apa de mare în mişcare. In sistemul iniţial de protecţie s-au folosit ca baterii galvanice 270 sfere de magneziu, de 200 lb fiecare, aşezate pe fundul mării şi legate prin conductori la o cutie de conexiuni. In cutia de conexiuni, printr-o rezistenţă se reglează curentul anodic la valoarea dorită. Se arată deteriorarea prin coroziune a bateriilor galvanice. După 3 ani această schemă a fost înlocuită. Alimentarea se face cu curent redresat. Protecţia este realizată prin 4 benzi mari de fier (10 t fiecare) alimentate cu un curent de 150 A. Apa de mare a ridicat probleme speciale pentru echipamentul din fier.

Pe acelaşi principiu se bazează şi protecţia unei pipeline de 16 ţoli şi 9,2 mile lungime.

(Din „**Journal of the Institution of Electrical Engineers**", nr. 13, 1956, J. S. Gerrard).

I. C.

Electronica

AMPLIFICATOR CU TRANZISTOR

621.375.4

Autorul analizează influenţa unei rezistenţe nedecuplate în catoda unui tub amplificator şi în comparaţie cu acesta, influenţa ei în circuitul similar al unui tranzistor. Pe baza formulelor matematice deduse pe schemele echivalente ale montajelor, reiese comportarea aproape identică a celor două scheme de amplificator: scăderea cîştigului cu creşterea rezistenţei din circuitul catodic. Se discută, de asemenea, influenţa impedanţei interne a sursei de semnal din arc de grilă.

(Din „**Wireless Engineer**", februarie, 1956).

M. B.

RADAR CU CRISTAL

621.396.96 :621.314.7

Cel mai mare aeroport civil din Africa de Sud este echipat cu un tip nou de radar, cu cristal, singurul pînă acum, de acest gen. El lucrează în bandă 500—610 MHz şi este neafectat de ploaie, nori etc.

De asemenea indicatorul ţintei mobile este mai eficace în înlăturarea fondului de zgomot nedorit şi a ecourilor permanente şi mult mai stabil.

Utilizarea cristalului face ca oscilatorul să nu fie afectat de deviaţii de frecvenţă.

(Din „**Electronic Engineering**," ianuarie, 1956).

M. B.

Automatica

COMPARAREA A TREI METODE DE COMANDĂ IN SISTEMELE DE REGLARE AUTOMATĂ

621.316.7.078

In articol se examinează problema preciziei sistemelor reglării automate în regimul staţionar.

Pe baza schemei unui sistem de reglare automată a vitezei de rotaţie a unui motor de curent continuu şi a ecuaţiei staticii sistemului se deduc două metode de comandă a mărimii reglate: prin variaţia nivelului de referinţă (K_0 = var) şi prin variaţia coeficientului de amplificare al elementului de măsură (m_0 = var).

Analizînd aceste metode şi metoda propusă de S. Z. Barschi care constă în combinarea celorlalte (m_0 = var şi K_0 = var), autorul ajunge la următoarele concluzii:

1) metoda de comandă m_0 = var nu este indicată deoarece abaterea statică a sistemului nu este constantă în întreaga gamă de lucru ci prezintă maxim şi minim; concluzia este valabilă şi pentru metoda m_0 = var şi K_0 = var;

2) din punctul de vedere al dinamicii sistemului, pentru a se asigura o atenuare uniformă a proceselor tranzitorii este necesară constanţa coeficienţilor ecuaţiei dinamice.

Se analizează de asemenea metoda de comandă în sisteme ce conţin legături inverse (reacţii) negativă şi pozitivă prin variaţia coeficienţilor de reacţie şi se deduce expresia statismului sistemului.

(Din „**Avtomatica i telemehanica**", nr. 1/1956, V. I. Ivanenco).

N. S.

Cea de-a 16-a sesiune a conferinței internaționale a marilor rețele electrice (C.I.G.R.E.), Paris, 30 mai—9 iunie, 1956

621.311.1.027.3 : 061.3 (100)

C.I.G.R.E.-ul a fost creat în 1921 din inițiativa Comisiunii Electrotehnice Internaționale (C.E.I.). Este o asociație internațională, cu peste 2 000 membri permanenți în diferite țări. Ține, obișnuit, sesiuni generale din 2 în 2 ani. Ea este cea mai veche și mai importantă organizație electrotehnică internațională (după C.E.I.) .

C.I.G.R.E-ul se întreține din cotizațiile anuale ale membrilor. Are o activitate continuă prin 18 comitete de studiu, pe lîngă sesiunile generale care se țin din 2 în 2 ani.

Membrii pot fi ingineri, societăți, organizații oficiale sau particulare, avînd o activitate legată de rețelele electrice de înaltă tensiune.

Scopul acestei organizații este să detecteze și să difuzeze progresele tehnice în domeniul marilor rețele electrice, prin conferințe generale și comitete de studiu.

Membrii organizației sînt constructori de mașini și aparate electrice, constructori de linii, producători și distribuitori de energie electrică, profesori în electrotehnică, ingineri din serviciile de exploatare și alți specialiști.

Conducerea este asigurată de un consiliu de administrație, din care fac parte 34 de personalități. Președinte este R. A. Schmidt (președintele întreprinderii de electricitate Energie de l'Ouest Suisse), iar delegat general și vicepreședinte Jean Tribot Laspiere (inginer consilier al sindicatului antreprenorilor rețelelor și centralelor electrice din Franța).

Membrii permanenți C.I.G.R.E., aparținînd aceluiași stat, sînt grupați într-un comitet național. Sînt astfel azi 48 comitete naționale. Republica Populară Romînă are de asemenea un comitet național, inițiat recent de A.S.I.T.

Pentru anul 1956 a fost organizată la Paris sesiunea unui Congres C.I.G.R.E. între 30 mai și 9 iunie. La el au luat parte peste 1 800 delegați, printre care și patru delegați ai Comitetului nostru național și anume: Tănăsescu T. Apetrei C. și Nitu V. (din partea A.S.I.T.) și Mihăileanu C. (din partea M.E.E.I.E.)

S-au prezentat peste 400 rapoarte, depuse ca text din vreme, imprimate și difuzate la membrii aderenți cu 6 săptămîni înainte de data Congresului. Limbile utilizate au fost franceza și engleza.

În timpul Congresului, lucrările au fost împărțite în patru secțiuni:

— Producerea, transformarea și întreruperea curentului.
— Construcția liniilor.
— Exploatarea și interconectarea rețelelor.
— Tensiuni peste 220 kV.

Congresul s-a ținut la Maison de la Chimie, rue Saint Dominique.

Ședințele au fost programate dimineața și după amiază, în medie 7 ore pe zi. Simultan se lucra în două-trei ședințe.

Comunicările au fost împărțite în 14 grupe, discuția ducîndu-se pe grupe de comunicări, pentru fiecare grup existînd un raport de ansamblu (alternatori, transformatori, disjunctori, cable de înaltă tensiune, piloni și fundații, linii aeriene, vibrații, izolatori, protecție și relee, stabilitatea rețelelor, controlul puterii și frecvenței, transmisia energiei la peste 220 kV curent continuu de înaltă tensiune).

Rapoartele, în majoritatea lor, au prezentat stadiul cel mai înalt și soluțiile cele mai înaintate care se aplică în diversele probleme ale sistemelor electrice.

Delegația noastră a asistat în mod regulat la ședințele Congresului și s-a informat asupra stadiului de dezvoltare în toate problemele ridicate în Congres. Dat fiind constituirea Comitetului național romîn C.I.G.R.E. în ultimul moment înaintea plecării delegației, nu s-a putut prezenta la Congres nici-o comunicare din partea noastră. Am intervenit totuși în timpul discuției pentru a releva un studiu romînesc al inginerului Paul Dimo privind unele fenomene de supratensiune ce au loc la punerea accidentală la pămînt a unei faze din rețelele trifazate de înaltă tensiune cu neutrul izolat.

Un succes organizatoric al nostru a fost că în ședința adunării generale a Conferinței, a fost ales să facă parte din Consiliul de administrație C.I.G.R.E., acad. C. Budeanu, iar Comitetul de studii nr. 16, privind Fenomenele reactive și deformante își va putea relua activitatea, sub conducerea acad. C. Budeanu.

In același timp, la Congres, delegația romînă a luat legături cu diferite personalități străine luînd informații și asupra organizărilor inginerilor din diferite țări.

De asemenea, la Paris s-a luat legătura cu Societatea franceză a Electricienilor, a Radioelectricienilor, Revue General d'Electricite, Uniunea Asociațiilor Tehnice Internaționale, UNITEC etc., obținînd informații asupra posibilităților de colaborare a inginerilor romîni sau a A.S.I.T.-ului.

După Congres, s-a făcut în cadrul congresului o călătorie de studii în sudul Franței, vizitînd uzina hidroelectrică de pe Ron de la Donzere-Moudragon de 300 000 kW și apoi șantierul noii uzine hidroelectrice de la Montelimar, tot pe Ron, care va avea de asemenea 300 000 kW.

Pentru țara noastră participarea la acest Congres a fost fructuoasă prin legăturile pe care le-am stabilit, prin documentația pe care am adus-o în țară și prin stimularea creată în rîndul delegației noastre și a altor specialiști din țară, de-a activa de acum înainte în mod regulat la lucrările C.I.G.R.E.

T. T.

Congresul internațional de cibernetică de la Namur

621.372 : 061.3

Intre 26 și 29 iunie a.c. s-a desfășurat la Namur (Belgia) un congres internațional de cibernetică. Congresul a fost organizat sub patronajul ministerului educației din Belgia și al Organizației Națiunilor Unite pentru Educație, Știință și Cultură (U.N.E.S.C.O.). Congresul este pus și sub patronajul de onoare al guvernatorului provinciei Namur, președinte efectiv fiind profesorul Georges R. Boulanger de la Politehnica din Mons și Universitatea liberă din Bruxelles.

Congresul este organizat pe patru secții, care acoperă atît aspectele tehnice cît și cele științifice ale ciberneticii.

Secția I: *„Principiile și metodele ciberneticii"*, este condusă de profesorul Pierre Auger de la Sorbona, director al departamentului de științe ale naturii din U.N.E.S.C.O. Principalele chestiuni care se vor dezbate aici sînt: teoria informației; servomecanisme; sisteme de urmărire; cercetări operaționale; teoria jocurilor.

Secția II: *„Mașini semantice"* este condusă de Dr. Louis Couffignal, inspector general al educației, director al Laboratorului de calcul automat din Institutul Blaise Pascal, Paris. Principalele chestiuni care vor forma obiectele acestei secții sînt: mașinile de calculat; mașinile de tradus (teoria limbii, programare, mașini speciale); mașini logice universale; mașini de învățat; mașini imaginative.

Secția III: *„Automatică"* este condusă de prof. C. R. Boulanger, președintele congresului. Principalele chestiuni dezbătute vor fi: mașini automate (cu program, reflexe sau cu autoreglaj, adaptive); automatizarea pe scară industrială; aspecte tehnice, economice, sociale, uzine automate.

Secția IV: *„Cibernetica și viața"* este condusă de Dr. W. Grey Walter, director al departamentului de fiziologie, de la Institutul neurologic din Bristol.

In această secție se vor discuta influențele ciberneticii asupra biologiei, fiziologiei, medicinii, psihologiei, științelor sociale.

E. N.

Expoziţia R. Cehoslovace de aparate electrice, electronice şi electroacustice

621.3 : 621.38 : 061.4 (437)

Intre 9 şi 23 iunie a.c. Intreprinderea Cehoslovacă de Comerţ Exterior „KOVO" a organizat la sediul Reprezentanţei Comerciale a Republicii Cehoslovace din Bucureşti, o expoziţie în cadrul căreia a prezentat unele dintre aparatele electrice, electronice şi electroacustice fabricate în R. Cehoslovacă.

Aparatele au fost expuse în două săli. In prima sală au fost prezentate instrumente de măsură electrice şi electronice, iar în a doua, au fost expuse piese şi aparate de radio, televiziune şi electroacustice.

Numeroasele instrumente de măsură expuse, dintre care unele cunoscute şi folosite de tehnicienii noştri, ilustrează înalta tehnicitate a industriei cehoslovace în acest domeniu. Alături de instrumente de măsură de panou — între care

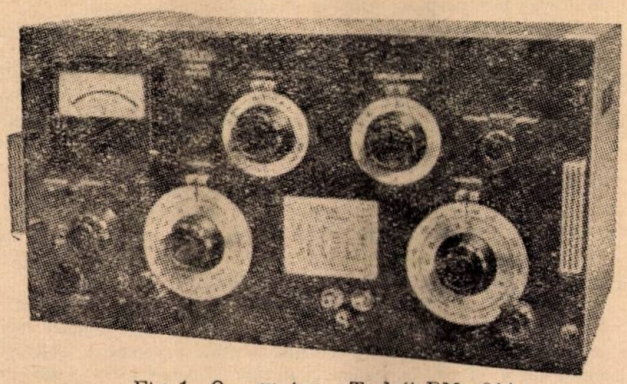


Fig 1. Q — metru „Tesla" BM—211

figura şi un braţ de sincronizare — şi instrumente de măsură portabile de precizie, pentru scopuri industriale, vizitatorii expoziţiei au putut examina unele instrumente de mare precizie pentru laboratoare, spre exemplu wattmetrul de laborator de clasă 0,2, galvanometrul cu oglindă etc.

Atenţia vizitatorilor a fost însă atrasă în special de numărul mare şi tipurile variate de instrumente electronice. Printre acestea menţionăm milivoltmetrul pentru tensiuni alternative de la 0,003 pînă la 300 V, aparatul pentru măsurarea inductanţelor, capacimetrul, puntea de măsură pentru rezistenţe, capacităţi şi inductanţe, ferrometrul pentru determinarea rapidă a factorului de pierderi magnetice a tolelor, Ω-metrul pentru determinarea factorului de calitate al bobinelor, frecvenţmetrul cu domeniu de măsură 30 Hz ... 0,5 MHz, etc. Un loc important printre instrumentele electronice este ocupat de cele destinate reglajului şi controlului în laboratoarele electronice, spre exemplu la construcţia aparatelor de radio-emisie sau radio recepţie, televiziune amplificatori etc.

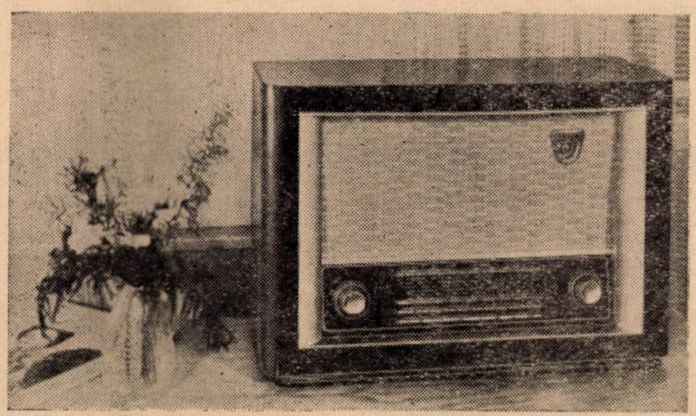


Fig. 3 Radioreceptor „Tesla" 521 A

Oscilatorul de serviciu pentru acordarea circuitelor de înaltă frecvenţă şi pentru controlul selectivităţii şi sensibilităţii aparatelor de radio recepţie, aparatul pentru verificarea tuburilor electronice, generatorul de ton pentru frecvenţă între 20 Hz şi 1,2 kHz modulatorul de frecvenţă, comutatorul electronic pentru osciloграfe, generatorul de înaltă frecvenţă (30 kHz ... 30 MHz) pentru laboratoare, distorsiometrul pentru indicarea directă a factorului de distorsiuni al amplificatorilor şi aparatelor de radio — recepţie etc. — sînt cîteva dintre instrumentele care au fost apreciate în mod deosebit de tehnicienii de specialitate.

La intrarea în a doua sală, privirile vizitatorilor erau atrase, în primul rînd, de macheta stadionului Strahov din Praga. Instalaţia de sonorizare — unică în Europa — montată pe acest stadion a ridicat probleme serioase tehnicienilor cehoslovaci care au proiectat şi construit-o. Acestea au fost însă

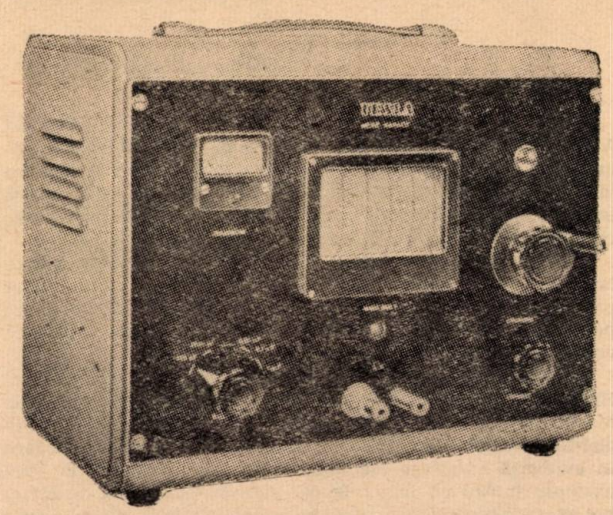


Fig. 2 Capacimetru „Tesla" BM — 214

rezolvate în mod fericit, astfel încît instalaţia asigură o perfectă coordonare a mişcărilor celor 30 000 gimnaşti care pot executa exerciţii de ansamblu pe stadion, prin difuzoarele îngropate pe întreaga suprafaţă a terenului. Totodată — prin coloanele sonore aşezate judicios în tribune, instalaţia asigură celor 250.000 de spectatori o audiţie perfectă şi uniformă a programelor şi informaţiilor transmise, iar prin sonorizarea vestiarelor, sălilor de mese şi a căilor de acces, se permite transmiterea ordinelor şi coordonarea intrării sportivilor pe teren. Puterea totală a staţiei de amplificare este de 20 kW.

In aceeaşi sală a fost prezentată o gamă completă de aparate de radio. Cel mai mare dintre acestea — dulapul muzical „Jubilant" reprezintă o frumoasă realizare a uzinelor Tesla. El este echipat cu un aparat de radio, un pick-up cu trei viteze şi un magnetofon cu două viteze care permite înregistrări directe după radio, discuri sau microfon. Cele 4 difuzoare ale aparatului sînt montate într-un dulap separat, uşor deplasabil, care poate fi aşezat — după necesităţi sau după construcţia încăperii — fie alături de dulapul principal, fie în orice alt punct al camerei, fie într-o cameră vecină. Au fost expuse apoi diferite aparate de radio pentru alimentare la reţea, alimentare la baterii şi reţea, pentru automobile, precum şi un mic aparat portativ la baterii — Tesla Minor — care cîntăreşte numai 1,5 kg şi asigură recepţia pe unde medii.

Demonstraţiile făcute cu noul televizor Tesla 4202 A au pus în evidenţă calităţile acestui aparat modern. El este

înzestrat cu un ecran de 22 × 27 cm şi poate recepţiona 12 posturi diferite.

In general, expoziţia a prezentat un interes deosebit, pentru inginerii şi tehnicienii noştri, permiţînd acestora să examineze — pe lîngă o serie de aparate cunoscute — unele tipuri de aparate perfecţionate în raport cu modelele anterioare, precum şi multe aparate noi. O parte din acestea reprezintă soluţii originale la care specialiştii din Republica Cehoslovacă au ajuns după studii şi cercetări minuţioase, în timp ce restul reprezintă soluţii clasice.

Caracteristica comună însă a tuturor aparatelor prezentate, este execuţia lor foarte îngrijită. Aceasta trebuie să constituie un exemplu şi un îndemn pentru toţi tehnicienii şi lucrătorii din ţara noastră care se ocupă cu fabricarea de aparate electrice şi electronice, pentru a încerca să ajungă la nivelul tovarăşilor lor din ţara prietenă.

Prin prezentarea produselor sale în cadrul acestei expoziţii, industria cehoslovacă de specialitate a acordat un real sprijin tehnicienilor, inginerilor şi proiectanţilor din fabrici şi institute de proiectare sau cercetări, care au putut cunoaşte astfel realizările acesteia în domeniul construcţiei de aparate electrice, electronice şi electroacustice.

Ing. N. Kantar

Problema introducerii şi extinderii electrotehnologiei

621.312

Secţia Energetică-Electrotehnică a Consiliului Central ASIT a ţinut în iulie a.c. o consfătuire privind problema introducerii şi extinderii electrotehnologiei în industrie, la care au luat parte ingineri şi tehnicieni din întreprinderi, ministere şi institute de cercetări şi proiectări ale industriei electrotehnice, construcţiei de maşini, căilor ferate, chimice, uşoară ş. a.

Au fost prezentate şi puse în discuţie trei procedee tehnologice bazate pe electricitate şi anume, prelucrarea metalelor prin scîntei electrice (găurit, tăiat, întărire superficială), polizarea electrolitică şi electrotehnologia bazată pe utilizarea curenţilor de înaltă frecvenţă.

In ţara noastră Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice şi Ministerul Metalurgiei şi Construcţiei de Maşini au dat o atenţie deosebită promovării electrotehnologiei în procesele de producţie, şi lucrările consfătuirii au scos în evidenţă avantaje ale folosirii acestor procedee ca spre exemplu faptul că maşinile de găurit cu scîntei electrice pot executa rapid şi economic pe metale şi aliaje dure, o serie întreagă de operaţii ca găuri cu profil complicat, găuri foarte înguste, găuri cu diametre mai mici de 1 mm ş.a. Mari viteze de tăiere pe metale dure, cu importante economii de scule speciale de tăiere, abrazive sau freze cu vidia precum şi reducerea pierderilor la tăiere se pot obţine cu maşinile de tăiat anodomecanice. Aceste avantaje se datorează faptului că la găurirea şi tăierea metalelor prin scîntei electrice lipseşte o interacţiune mecanică între piesa prelucrată şi sculă. Întărirea superficială a sculelor prin scîntei electrice face posibilă obţinerea unor suprafeţe de mare rezistenţă la uzură, mărind astfel durata de utilizare a acestora.

S-a arătat-că procedeul electrotehnic de lustruire a metalelor permite obţinerea unei productivităţi ridicate faţă de lustruirea mecanică, economie de materiale precum şi condiţii superioare de muncă, aceste avantaje impunîndu-se mai ales pentru piese mici şi de forme complicate.

Folosirea curenţilor de înaltă frecvenţă la topirea oţelurilor cu conţinut scăzut de carbon scurtează timpul de topire, iar la călirea superficială procedeul bazat pe curenţi de înaltă frecvenţă permite obţinerea unei productivităţi ridicate, uniformitatea produselor şi o înaltă calitate a acestora, realizată prin faptul că procesul de călire poate fi riguros controlat.

Cu toate că aceste metode sînt aplicate în alte ţări de un timp relativ îndelungat, la noi nu li s-a acordat o suficientă atenţie, nu s-au făcut schimburi de experienţă între ministerele cu realizări importante în această problemă şi alte ramuri industriale interesate. ASIT nu s-a preocupat pînă acum de promovarea acestor metode de tehnică nouă.

Faţă de cele arătate se consideră necesar ca departamentele interesate să stabilească procesele de fabricaţie în care aplicarea electrotehnologiei prezintă deosebite avantaje tehnico-economice şi să ia măsuri pentru dotarea întreprinderilor respective cu utilajele de construcţia cea mai modernă. Să se facă schimburi de experienţă cu ţările în care aceste metode sînt folosite cu succes, precum şi între departamente şi între întreprinderi.

Este necesar de asemenea ca institutele de specialitate şi întreprinderile care dispun de laboratoare corespunzătoare, să se ocupe cu cercetări teoretice şi experimentale pentru stabilirea relaţiilor între parametrii fizico-chimici care intervin în procesele de prelucrare electrotehnologică, în vederea îmbunătăţirii acestora.

ASIT trebuie să promoveze aceste metode prin toate mijloacele de care dispune, schimburi de experienţă, conferinţe, articole în revistele de specialitate.

Ing. G. O.

Consfătuire privind încălzirea şi uscarea cu radiaţii infraroşii în industrie

621.384.3

Deosebitele avantaje calitative şi cantitative pe care le prezintă într-o serie de sectoare industriale încălzirea şi uscarea cu radiaţii infraroşii faţă de alte procedee de încălzire şi uscare, au fost cauzele pentru care secţia Energetică-Electrotehnică a Consiliului Central ASIT a organizat şi a ţinut de curînd o consfătuire cu inginerii şi tehnicienii interesaţi din întreprinderi, ministere şi institute de cercetări şi proiectări ale mai multor ramuri industriale.

Această consfătuire a avut ca obiective prezentarea problemei sub aspectul teoretic, cunoaşterea realizărilor din ţara noastră în domeniul folosirii radiaţiilor infraroşii la încălzire şi uscare şi stabilirea posibilităţilor de extindere a acestui procedeu.

Lucrările consfătuirii au stabilit că în unele sectoare ale industriei socialiste ca de exemplu în industria pielăriei, chimico-farmaceutică, alimentară, a lemnului ş.a. procedeul de încălzire şi uscare cu radiaţii infraroşii a fost introdus pe scară industrială.

In instalaţiile realizate s-au folosit ca izvoare de radiaţie, lămpi pentru radiaţii infraroşii de 250 W, 120 V, instalaţiile fiind fie de tip static, fie de tip bandă rulantă sau cazan rotativ.

S-au realizat timpi de uscare a produselor simţitor mai coborîţi decît cei obţinuţi cu alte sisteme de încălzire, ca de exemplu în industria pielăriei, unde timpul de uscare a tălpii a fost redus de la 24 ore la 20 minute. In industria chimico-farmaceutică timpul de uscare a drageurilor a fost redus de la 24 ore la 5 ore etc.

In industriile alimentară, a lemnului, a cauciucului, a materialelor plastice ş.a. sînt în curs cercetări şi printre altele, s-a arătat că procesul tehnologic de finisare a mobilei cu şelac, cu respectarea condiţiilor impuse, se poate reduce de la 25 de zile la 4 zile.

Calitatea produselor în al căror proces tehnologic intervine uscarea cu radiaţii infraroşii este superioară calităţii obţinute prin uscare cu alte procedee.

Cu toate că există realizări promiţătoare, s-a constatat că nu s-a dat suficientă importanţă problemei uscării cu radiaţii infraroşii în industrie şi de aceea în multe domenii nu s-au făcut cercetările necesare. In unele cazuri instalaţiile au fost construite pe bază de încercări empirice şi nu pe bază de calcul de proiectare şi de aceea ele nu funcţionează cu randament optim.

Intreprinderile constructoare de maşini ca şi cele de transport nu au experimentat metoda de uscare cu radiaţii infraroşii a suprafeţelor metalice vopsite.

Unele institute departamentale de cercetări nu au făcut cercetări sistematice pentru introducerea uscării cu radiații în ramura industrială respectivă, iar în unele cazuri proiectele de instalații nu au fost executate.

Ținîndu-se seama de valoarea tehnico-economică a procedeului de încălzire și uscare cu radiații infraroșii se consideră necesară alcătuirea pe ramuri industriale a unor planuri de aplicare sistematică a acestui procedeu, prin care să se stabilească locurile din industrie în care procedeul poate fi folosit și modul cum poate fi introdus, ținînd seama de toate categoriile de uscare de radiații infraroșii folosite în tehnică.

Ca urmare a acestor planuri, întreprinderile și institutele de cercetări și proiectări vor trebui să facă cercetări, să elaboreze proiecte și să ia măsuri pentru realizarea acestora.

In mod continuu ministerele industriale și ASIT trebuie să asigure larga cunoaștere a realizărilor obținute la noi și în alte țări prin schimburi de experiență între institutele de cercetări și proiectări și între întreprinderi, prin punerea la dispoziția inginerilor și tehnicienilor a materialului documentar la zi, cuprinzînd realizările tehnicii mondiale în acest domeniu printr-o atenție deosebită acordată problemei introducerii și extinderii încălzirii și uscării cu radiații infraroșii în reviste ASIT și publicațiile departamentele.

Ing. **G. O.**

Vocabularul electronic internațional

(Ediția II)

621.38=413=00

Comisiunea Electrotehnică Internațională (C.E.I.) cu sediul la Geneva, a constituit în anul 1910 un comitet care să se ocupe cu întocmirea unei liste internaționale de termeni și definiții din acest domeniu. In 1938 a fost publicată prima ediție a vocabularului electronic internațional.

Această primă ediție urma a fi însă revizuită și în acest scop s-a recomandat tuturor comitetelor electrotehnice naționale să asigure acestei lucrări o largă difuzare spre a fi supusă criticii unui număr cît mai mare de personalități și organisme competente.

Lucrările comisiei au fost întrerupte însă de evenimente și n-au fost reluate decît în 1949.

In ședința de la Stresa din iunie 1949, s-a hotărît dat fiind evoluția foarte rapidă a unor domenii ale electrotehnicii, ca : electronica, telecomunicațiile și electro-acustica — să se treacă la o revizie completă a vocabularului, nefiind numai cazul unei simple reeditări.

După ce s-a alcătuit o listă a grupelor, s-a încredințat redactarea fiecăreia unui comitat național. Acestea stabilesc un prim proiect care apoi este supus spre examinare tuturor celorlalte comitete naționale. Pe baza observațiilor și a discuțiilor pe subcomitete, la care participă experți ai comitetelor naționale, se stabilește un al doilea proiect care de asemenea este supus studiului comitetelor naționale timp de șase luni.

Din punct de vedere material, s-a hotărît tipărirea separată în fascicule, a tuturor celor 22 grupe ale domeniului electrotehnic.

Definițiile sînt date în limbile franceză și engleză, iar termenii tehnici respectivi sînt traduși în următoarele șase limbi : germană, spaniola, italiana, olandeza, poloneza, suedeza.

Se preconizează ca întreaga lucrare, începută în anul 1949 și continuată fără întrerupere, să poată fi publicată în anul 1957 sau 1958.

Lucrarea se bucură de sprijinul moral și financiar al Organizației Națiunilor Unite pentru Educație, Știință și Cultură (UNESCO).

De asemenea au loc strînse contacte între C.E.I. și alte organizații internaționale, ca de exemplu : Comisia Internațională de Iluminat, Uniunea Internațională de Telecomunicații, Uniunea Internațională de Căi Ferate, Uniunea Radio Științifică Internațională etc.

Fascicula 50(07), a douăsprezecea din cele două zeci și două de grupe ale vocabularului (ediția II), privește Electronica.

Primul proiect a fost stabilit de către Comitetul Național al Statelor Unite. Acesta a suportat numeroase modificări și adăugiri, transformîndu-se într-un al doilea proiect sub denumirea actuală de „Electronică".

Lucrarea are un număr de 27 subdiviziuni și anume :

07—01	generalități
07—05	constituția materiei
07—06	electronii în materie
07—07	radiațiuni radioactive și cosmice
07—08	purtători electrizați
07—10	luminescență
07—11	electrizarea și excitarea gazelor
07—12	ionizația gazelor
07—13	descărcarea în gaze
07—14	descărcarea luminescentă
07—15	conductori, semiconductori, izolatori
07—16	strat de oprire (baraj)
07—20	emisiune electronică
07—21	efect termoelectric
07—22	emisiune secundară
07—23	efect fotoelectric
07—25	clasificarea tuburilor electronice
07—26	piese constitutive ale tuburilor electronice
07—27	condițiile funcționării tuburilor electronice
07—28	mărimi caracteristice, efecte diverse
07—29	magnetroni
07—30	tuburi cu fascicul electronic (generalități, tuburi catodice, tuburi analizoare de televiziune, tuburi hiperfrecvență sau tuburi microunde).
07—35	tuburi fotoelectronice și celule fotoelectrice
07—40	tuburi cu gaz
07—45	optica electronică
07—50	dispozitive cu semiconductori
07—55	dispozitive electronice diverse.

Acest vocabular nu constituie de fapt decît o primă lucrare care trebuie să servească de bază într-o discuție și mai aprofundată a termenilor, de către comitetele naționale, care sînt invitate totodată a propune noi termeni.

Această publicație „Vocabular Electronic" poate fi obținută la prețul de 12 frs. elvețieni, plus spezele de transport de la C.E.I. Biroul Central, 1 rue de Varembé, Genève, Suisse.

Ing. **A. Ivăneseu**

BIBLIOGRAFIE

TĂNĂSESCU T.: Manual de tuburi şi circuite electronice, vol. I, Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1955.

Apariţia primului manual romînesc de tuburi şi circuite electronice constituie un eveniment important în viaţa noastră ştiinţifică şi tehnică. Personalitatea autorului fiind bine cunoscută, o prezentare a sa este desigur superfluă. Credem totuşi util a face o prezentare a cărţii.

Volumul de faţă se ocupă de tuburile electronice, urmînd ca un al doilea volum să studieze circuitele electronice. Ceea ce apare izbitor în acest volum este, pe de o parte, claritatea expunerii, pe de alta, un dezvoltat simţ al realităţilor. Astfel, aşa cum se arată şi în prefaţă, se tratează în special probleme legate de necesităţile industriei noastre şi nu ultimele cuceriri ale ştiinţei despre care se crede că nu vor fi larg utilizate la noi în următorii ani.

Dar ceea ce este propriu cărţii şi autorului este ordinea logică a expunerii şi exprimarea simplă, fără preţiozităţi. Prima afirmaţie este demonstrată de tabla de materie a cărţii: a doua se verifică pe orice paragraf.

După o prefaţă în care autorul arată modul în care a înţeles să trateze materialul din carte urmează o introducere în care se arată rolul tubului electronic în tehnica modernă şi se face un scurt istoric al dezvoltării tuburilor electronice.

Primul capitol al cărţii tratează despre emisia electronică. Urmează capitolele despre catodele tuburilor şi mişcarea electronilor în cîmpuri, spre a se ajunge la tuburi. Aici se începe cu tratarea tuburilor cu vid, mergînd de la simplu la complex: dioda, apoi trioda. Triodei i se rezervă patru capitole: unul în care se prezintă caracteristicile triodei şi se explică fenomenele fizice principale, al doilea tratînd despre distribuţia fluxului de electroni între placă şi grilă, al treilea despre relaţia diferenţială a triodei şi parametrii ei şi în fine, ultimul, despre regimul dinamic al triodei.

Se trece apoi la alte tuburi cu vid: tetroda, pentoda, tuburile de amestec. Cu aceasta se termina o parte a cărţii.

După un scurt capitol tratînd problemele zgomotului la tuburile electronice, urmează un capitol despre proprietăţile tuburilor electronice funcţionînd în circuite cu reacţie.

Cu aceasta se trece la o altă parte mai mare a cărţii în care se prezintă unele tuburi bazate pe principii diferite de cele expuse anterior. Se tratează aici: tuburile catodice, tuburile ionice, tuburile şi celulele fotoelectrice. Ca o introducere la tuburile ionice s-a prevăzut un capitol despre descărcările în gaze. Acest capitol prezintă fenomenele fizice mai importante, necesare pentru buna înţelegere a funcţionării tuburilor ionice.

Cartea se încheie cu un scurt capitol despre construcţia tuburilor.

Tot materialul este foarte clar expus şi în condiţii mult mai bune decît în cursurile litografiate editate de autor în decursul anilor.

Trebuie sublinitat cu această ocazie, un fapt constatat: deşi prof. T. Tănăsescu ţine de numeroşi ani cursul de tuburi şi circuite electronice, cursul este mereu acelaşi şi mereu schimbat. Cred că în această ultimă ediţie tipărită am putut recunoaşte unele paragrafe şi idei pe care le cunoaşteam din cursul de Radiocomunicaţii audiat ca student la Şcoala Politehnică în 1944—1945. Dar am rămas surprins de faptul că această versiune diferă fundamental de penultima ediţie litografiată acum cîţiva ani. De altminteri, trebuie să ne aşteptăm ca la viitoarele reimprimări cartea să sufere prefaceri importante.

Ca o privire generală asupra întregii cărţi, este încă o dată de remarcat faptul că autorul a reuşit să prezinte întregul material fără a recurge la un aparat matematic complicat. Toate fenomenele sînt expuse fizic, adică pe modele şi recurgînd la noţiuni şi metode cît mai simple, elementare. Aceasta nu se poate face însă uneori decît renunţîndu-se la tratarea riguroasă a problemelor. De exemplu, în această categorie intră problema opticii electronice. Este însă sigur că autorul nici nu a avut intenţia de a prezenta în această lucrare prea multe date teoretice asupra tuburilor, date importante pentru specialiştii dintr-o fabrică constructoare dar nu pentru masele de electronicieni de la noi.

Esxistă însă şi unele puncte în care nu sînt de acord cu autorul. Astfel cred că dacă o serie de tuburi electronice speciale nu s-au prezentat, de exemplu tuburile pentru modulaţie în cod, sau tuburile speciale pentru maşinile digitale sau tuburile pentru raze X, nu are sens a se prezenta nici microscopul electronic nici spectrograful de masă şi acceleratorii de particule. De asemenea cred că bareterii şi termistorii nu sînt bine plasaţi în cap. II: Catodele tuburilor. Acestea sînt elemente de circuit şi nu catode de tuburi. Şi-ar fi avut locul într-un capitol dedicat tuburilor speciale.

In ceea ce priveşte bibliografia, ea este prea sumară. In total se citează 14 cărţi, din care însă unele fără legătură directă cu tuburile electronice. Astfel este citat un curs de fizică generală şi unul de bazele radiotehnicii. Ar fi fost desigur mai util să se indice lucrări recente, în care s-ar fi putut găsi tratate probleme teoretice care nu figurează în carte.

Credem că faptul că zgomotul tuburilor este tratat numai pe cinci pagini, fără a se da de exemplu rezistenţele de zgomot echivalente diverselor montaje de amestec se explică prin aceea că problemele zgomotului legat de funcţionarea tubului se tratează în volumul II. Şi aici se putea da o bibliografie bogată.

O problemă discutabilă este aceea privind introducerea în acest volum a capitolului despre reacţie.

Tot ca o lipsă trebuie semnalat faptul că unele desene nu sînt bine executate.

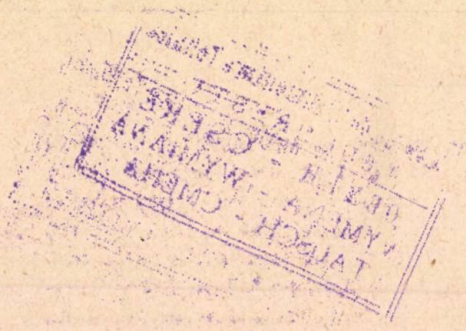
Ca încheiere trebuie subliniat, încă o dată, marele merit al autorului de a edita o lucrare clară şi utilă. Autorul a reuşit să facă o prezentare personală a unui material clasic. La fiecare paragraf se vădeşte atît efortul autorului de a înţelege bine fenomenul, cît şi talentul de a-l expune simplu, poate prea simplu uneori. Lucrarea de faţă este foarte valoroasă şi va constitui o bună carte de căpătîi pentru generaţii de electronicieni. De altminteri, succesul de librărie avut arată că publicul nostru a înţeles şi apreciat meritele acestei cărţi de mare valoare.

Prof. ing. Edm. Nicolau

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia: Bucureşti, str. Ioan Chica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 3.57.28 şi 3.0730 * Administraţia şi casieria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V. Stalin * Abonamentele se primesc la *sediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual: Preţul unui exemplar: lei 5.

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăsescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Andronescu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleț,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**



E 2040 d

Institut de ... tehnică
BUCUREŞTI
OBMEH - CMEHE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

KAT

Országos Műszaki Könyvtár
PALADONA

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

9

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

A. Avramescu şi *S. Cedighian:* Probleme actuale privind magneţii permanenţi 389

S. Cedighian : Din teoria magneţilor permanenţi 394

V. Hortopan: Metode de măsurare pentru mărimile B, J, H, la magneţii permanenţi . . 400

C. Popescu : Măsurători de magneţi permanenţi în laboratorul I.C.P.E.T. 410

Chr. Vazaca : Permeametru cu cîmp magnetizant de mare intensitate 417

DOCUMENTARE 425

CRONICA 434

BIBLIOGRAFIE 435

СОДЕРЖАНИЕ

Стр

А. Аврамеску и *С. Чедигиян:* Актуальные вопросы постоянных магнитов 389

С. Чедигиян: Из теории постоянных магнитов 394

В. Хортопан: Измерение величин B, J, H постоянных магнитов 400

К. Попеску: Измерения постоянных магнитов в лаборатории И.Э.И.П. 410

К. Вазака: Пермеаметр с магнитным полем большой напряженности 417

ДОКУМЕНТАЦИЯ 425

ХРОНИКА 434

БИБЛИОГРАФИЯ 435

SOMMAIRE

Page

A. Avramescu et *S. Cedighian:* Problèmes actuels concernant les aimants permanents . 389

S. Cedighian: De la théorie des aimants permanents 394

V. Hortopan: Méthodes pour mesurer les grandeurs B, J, H des aimants permanents . . 400

C. Popescu: Mesures effectuées dans le laboratoire I.C.P.E.T. sur les aimants permanents 410

Chr. Vazaca : Perméamètre à champ magnétisant de grande intensité 417

DOCUMENTATION 425

CHRONIQUE 434

BIBLIOGRAPHIE 435

INHALTSVERZEICHNIS

Seite

A Avramescu und *S. Cedighian:* Aktuelle Probleme der Dauermagneten 389

S. Cedighian: Aus der Theorie der Dauermagneten 394

V. Hortopan: Methoden zur Messung der Grössen B, J, H, von Dauermagneten 400

C Popescu: Messung von Dauermagneten in Laboratorium I.C.P.E.T. 410

Chr. Vazaca : Permeabilitätsmesser mit Magnetisierungsfeld von grosser Intensität . . . 417

DOKUMENTIERUNG 425

CHRONIK 434

BUCHBESPRECHUNG 435

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 9
SEPTEMBRIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Műszaki Könyvtár
BUDAPEST

Probleme actuale privind magneții permanenți

Dr. Ing. A. AVRAMESCU și *Dr. Ing. S. CEDIGHIAN*
Membru coresp. al Academiei R.P.R.

621.318.2

Se aruncă o privire generală asupra problemelor actuale privind magneții permanenți, aplicațiile concrete în țară, dificultățile de fabricație și dimensionare, precum și necesitatea de înlocuire a materialului pentru magneți cu substanțe ce nu sînt deficitare. Pentru obținerea unor rezultate pozitive sînt necesare studii aprofundate, științifice și experimentale, cu colaborarea oamenilor de știință, ingineri și tehnicieni, cu coordonarea lucrărilor efectuate. Specialiștii sînt invitați a aduce aportul lor prin lucrări științifice, contribuind astfel la rezolvarea problemelor.

In cursul dezvoltării rapide a tinerei noastre industrii electrotehnice, intervin adesea probleme tehnice și tehnologice dificile, care cer o rezolvare corespunzătoare cu situațiile speciale din țara noastră. Experiența din alte țări ne poate servi ca un ghid prețios, în astfel de cazuri, dar soluțiile cele mai indicate comportă studii și contribuții proprii. Magneții permanenți, întrebuințați pe o scară largă în electrotehnică și telecomunicații, ne pun probleme de acest gen, care se referă la materialele întrebuințate, la proiectare, tehnologie, fabricație, încercări, constanța performanțelor etc. Toate aceste probleme cer soluții grabnice și optime în vederea îmbunătățirii calității produselor electrotehnice în care intervin magneții permanenți. In alegerea materialelor și formelor constructive, calitatea produselor trebuie menținută la valori optime și în cazul întrebuințării unor materiale disponibile în țară, avînd alte proprietăți tehnico-fizice decît cele utilizate în alte țări.

Intrucît de aplicațiile tehnice ale magneților permanenți beneficiază mase largi ale populației, ridicarea calității produselor respective este de cea mai mare importanță. Contribuții serioase la rezolvarea problemelor nu se pot aduce decît prin lucrări științifice, tehnice și tehnologice aprofundate și serioase. Astfel de lucrări sînt în prezent în curs la diferite institute și laboratoare de cercetări din țară, dar tematica respectivă nu este suficient de larg cunoscută în masa inginerilor și specialiștilor noștri. Intre altele, institutele de învățămînt tehnic superior vor putea aduce contribuții importante de natură teoretică și experimentală la rezolvarea problemelor.

De aceea ne propunem a exprima în cele ce urmează, pe scurt, tematica unor probleme, plecînd de la necesitățile concrete de fabricație și trecînd în revistă problemele de structura materialelor, de măsurători, de proiectare și de fabricarea de magneți permanenți.

Lucrări de detaliu, privind fiecare problemă în parte, urmează a fi tratate în coloanele acestei reviste de specialiștii care se ocupă în prezent cu găsirea soluțiilor celor mai adecvate, ținînd seamă de condițiile speciale din țara noastră.

1. Necesități concrete

1.1. Domeniile de aplicație ale magneților permanenți sînt foarte variate, asemenea caracteristicile materialelor folosite în acest scop. Necesitățile urgente de fabricație a magneților permanenți în țară s-au ivit în timpul războiului cînd importul magneților devenise imposibil.

1.2. Nevoile în industrie au apărut la început pentru magneții de sonerie și capsulă receptoare la aparatele telefonice, impunînd rezolvarea grabnică a fabricării magneților în țară.

Cu dezvoltarea industriei noastre după 23 August, necesitățile au luat proporții din ce în ce mai mari, fabricația oțelurilor magnetice fiind treptat extinse pentru magneții permanenți destinați aparatelor C.F.R. pentru asigurarea parcursului pe distanță, pentru magnetouri de diferite tipuri, generatori, difuzoare de radioficare și aparate de radio, căști de radio, inductoare telefonice, aparate de măsură, dinamuri de bicicletă, contoare electrice, inscriptoare magnetice etc.

1.3. Odată cu necesitatea fabricării magneților permanenți s-au ivit probleme de fabricație care implică dificultăți tehnologice-tehnice și fizico-chimice. Aceste oțeluri care nu se fabricaseră în țară nu interesau pe metalurgiștii noștri, pentru că caracteristicile lor nu erau cunoscute, iar cantitățile cerute la început erau foarte mici. O simplă analiză chimică nu permitea elaborarea unor șarje dificile, care cerea ulterior diferite condiții speciale de prelucrare, precum tratamente termice adecvate, toate necunoscute, indispensabile însă pentru obținerea performanțelor magnetice. Problemele strîns legate de magnetism au interesat foarte puțin și

pe metalurgiștii din străinătate și tocmai acestui fapt se datorește că elaborarea oțelurilor și aliajelor magnetice a revenit, în majoritatea cazurilor, electricienilor. Astăzi încă industriile electrotehnice sînt în mare parte furnizoarele materialelor magnetice.

1.4. La problemele enumerate se adaugă din ce în ce mai accentuat necesitatea înlocuirii materialelor magnetice pentru magneții permanenți cu substanțe care *nu sînt deficitare.* Caracteristicile noilor materiale diferă, de sigur, de cele întrebuințate și limitează folosirea lor, iar performanțele magnetice ne obligă la redimensionarea atît a magneților cît și a circuitelor magnetice, pentru obținerea unor randamente optime sau cel puțin acceptabile. Iată, deci, o serie de noi probleme.

2. Probleme de structură

2.1. Elaborarea oțelurilor magnetice a pornit luînd ca bază tehnologia turnării oțelurilor speciale, cu aplicarea tratamentelor adecvate acestora, care ne puteau asigura performanțe magnetice optime. Prin experimentări îndelungate s-a putut obține ameliorarea caracteristicilor magnetice, iar teoria a venit cu mult în urmă să facă lumină în acest domeniu complicat, reușind a da îndrumări prețioase pentru elaborarea unor materiale magnetice, care fără aceste teorii nu ar fi putut atinge nivelul tehnic de astăzi. Teoria nu a putut explica încă toate fenomenele și cercetările sînt în curs pentru explicitarea fenomenelor magnetice.

2.2. Origina magnetismului trebuie căutată în mișcarea electronilor, care produc două cîmpuri magnetice diferite : prin rotație în jurul nucleului și în jurul axului propriu, denumit spin.

Un atom este compus din nucleu și electroni, repartizați pe diferite orbite. Numărul electronilor necompensați determină apariția feromagnetismului, fără a fi singurul factor hotărîtor.

La o substanță feromagnetică, momentele magnetice ale atomului diferă de zero, însă orientația tuturor momentelor atomilor fiind întîmplătoare, momentul rezultant este zero.

Un număr mare de atomi formează o regiune sau un domeniu, denumit domeniul lui Weiss, care a emis teoria domeniilor (1907). Domeniile sînt magnetizate pînă la saturație fără acțiunea unui cîmp magnetic exterior, denumit magnetizare spontană.

Heisenberg a demonstrat (1928) existența cîmpurilor moleculare, care după Weiss creează domeniile elementare, arătînd că forțele între spinii electronici ai unei substanțe feromagnetice produc cîmpurile moleculare. Aceste forțe electrostatice, denumite de teoria cuantelor „forțe de schimb" mențin orientația spinilor, deci a momentelor magnetice. Domeniile lui Weiss sînt despărțite între ele prin frontiere, denumite pereții lui Bloch.

2.3. Fenomenele ce pot să apară la aplicarea unui cîmp magnetic exterior sînt :

a) vectorul rezultant al fiecărui domeniu va tinde să ia direcția cîmpului exterior ;

b) din două domenii vecine, cel cu direcția magnetizării spontane paralelă sau apropiată cu direcția cîmpului aplicat se va mări în detrimentul domeniului defavorabil orientat față de cîmp.

La acțiunea unui cîmp exterior de intensitate mică se parcurge o parte mică a curbei de magnetizare, fenomenul fiind denumit „deplasare". Acest fenomen este reversibil la încetarea acțiunii cîmpului.

La creșterea intensității cîmpului se parcurge porțiunea cu panta cea mare a curbei de magnetizare, fenomenul fiind denumit „inversiune". Orientarea domeniilor se face prin salturi, denumite salturile lui Barkhausen, care pentru prima dată (1919) a dovedit experimental, făcînd audibil aceste salturi, existența domeniilor Weiss, autosaturate. Fenomenul de „inversiune" este practic ireversibil.

La creșterea însemnată a intensității cîmpului se parcurge partea finală a curbei de magnetizare, spre saturație, fenomenul fiind denumit „rotire" dirijarea domeniilor în direcția magnetizării fiind completată. Fenomenul de „rotire" este practic reversibil.

2.4. Fizica teoretică s-a ocupat cu *explicația forței coercitive,* care a suferit o serie de modificări în decursul anilor. S-au emis următoarele teorii :

a) teoria tensiunilor interne de Akulov și Becker, care consideră forța coercitivă ca fiind rezultatul tensiunilor interne ;

b) teoria corpurilor străine de Kersten, după care forța coercitivă se datorește incluziunilor, de forma și mărimea lor ;

c) teoria cîmpurilor de dispersie de Néel (1946) ce iau naștere prin incluziuni și magnetizări neuniforme ;

d) teoria particulelor mici de Néel (1947) Wohlfahrt și Stoner, care au arătat că la particule mici, sub o dimensiune critică, fenomenul de magnetizare va avea loc prin „rotire" fiind de așteptat forțe coercitive mari. Frenkel și Dorfmann arătaseră cu mult înainte că la particule de mărimea domeniilor sînt de așteptat rezultate favorabile.

Teoriile emise pînă la Néel, nu puteau fi aplicate decît pentru forțe coercitive pînă la maximum 300 Oe.

Néel a reușit să dea îndrumări prețioase și a dovedit valabilitatea teoriilor emise prin rezultate practice la magneții din pulbere fină de fier de ordinul 1/10 de micron cu performanțe apropiate de oțelurile AlNi. Magneții din ferite se bazează de asemenea pe teoriile lui Néel. Rezultatele practice obținute cu acești magneți sînt greu de imaginat fără teoriile lui Néel, care au dovedit astfel cît de necesare sînt studiile și cercetările pentru rezolvarea problemelor tehnice.

3. Probleme de măsurători

3.1. *Problema unităților* și sistemelor de unități este prima care trebuie să ne preocupe în cadrul măsurătorilor privind magneții permanenți. Intr-adevăr, în această materie s-au produs în ultimul timp schimbări importante, s-au deschis drumuri noi, pe care nu toți cei interesați le urmăresc cu suficientă atenție și entuziasm. Sînt unii care se împotrivesc, cu toate forțele, programului, ținînd la „tradiția" sau „rutina" înrădăcinată în institutele de învățămînt și fabrici. In acest scop este de menționat problema trecerii de la sistemul cgs electromagnetic la sistemul MKSA practic, care este statuat de altfel prin STAS.

Cifra de calitate BH_{max} a magneților permanenți se indică însă în vechile unități absolute, Gauss și Oersted. Valoarea corespunzătoare unor magneți buni se numără cu milioanele, dar numai aceste cifre impresionante nu justifică, în lumea inginerilor, rezistența față de introducerea noilor unități de amperspiră/metru propusă a se numi „Giorgi" și Weber/metru patrat, sau „Tesla", cum se numește ultima unitate a inducției, de la hotărîrea luată la Sesiunea din 1954, la Philadelphia, a Comisiei Electrotehnice Internaționale. Cu aceste unități practice, consfințite de altfel de către STAS 862—49 valoarea cifrei de calitate se reduce la ordinul de mărimea unităților. Dar nu această valoare absolută contează, ci cea relativă care rezultă din comparația cu cifrele unor materiale foarte bune. Ori aceste raporturi nu se modifică prin adoptarea unor noi unități.

La Philadelphia s-au mai luat și alte hotărîri importante în prezența și cu contribuția activă a delegației U.R.S.S., și anume : s-a decis a se nota în viitor cu B_i inducția intrinsecă, intensitatea de magnetizare, notată anterior cu I, care are într-adevăr natura unei inducții, iar „magnetizarea" M să se noteze cu H_i, fiind de natura unui cîmp.

In materialele feromagnetice

$\frac{B}{\mu_0} - H$ se va numi magnetizare,

$B - \mu_0 H$ polarizare magnetică sau inducție intrinsecă B_i.

3.2. *Raționalizarea* sistemelor de măsură este o altă problemă importantă, mult discutată. Ea nu este numai operația de eliminare a factorului 4π din ecuațiile lui Maxwell, considerate fundamentale și apariția lui în alte relații și teoreme deduse (ca în legile lui Coulomb), dar se bazează pe faptele experimentale fundamentale din care se deduc legile electromagnetice și pe scrierea cea mai simplă a relațiilor de bază, deduse din acele experimente.

Raționalizarea este un fapt hotărît sau nu se mai discută în prezent, din cauză că țara noastră nu este încă în posesia documentelor originale ale C.E.I. ; se așteaptă acum, înscrierea R.P.R. între țările care au aderat la acest organ internațional important.

Dificultățile invocate de unii adepți ai vechilor sisteme și care țin la tradiții rău înțelese, anume că specialiștii nu s-ar putea deprinde cu noile unități, sînt nereale. La 10 000 gauși corespunde 1 Tesla, iar cu Oersted nici fabricile nu mai măsoară cîmpul magnetic, ci îl exprimă în Asp/cm, deci într-o unitate practică.

Cu această ocazie se va lămuri cel puțin ce avem de făcut în scrierea relațiilor electrodinamice. Discuțiile vor continua, desigur, și mai departe între adepții unui sau altui sistem de scriere.

Este de notat că raționalizarea are o influență destul de importantă în mărimile care se întrebuințează la studiul și exprimarea performanțelor magneților permanenți. Astfel factorul de demagnetizare este altfel definit în sistemul raționalizat decît într-unul neraționalizat.

De aceea ar fi foarte util a se expune, pentru toți cei ce se ocupă cu legile magnetismului, scrierea rațională și nerațională a diferitelor mărimi, cît și diferențele ce apar prin trecerea definitivă la unitățile practice, modificări pe care inginerii electricieni au tot interesul să le susțină, întrucît sistemul practic este un apanaj al lor, pe cînd cele absolute sînt proprii fizicienilor.

3.3. *Metodele de măsură* ale magneților permanenți sînt în plină evoluție și trebuie să fie studiate în amănunt. Precizia măsurătorilor de laborator întrece cu greu 1% și eforturi mari trebuie depuse spre a păstra o precizie de 5% în măsurătorile de control în fabricație. Fiecare metodă de măsură are avantajele și dezavantajele ei ; nici una nu este perfectă. Este preferabil, de aceea, de a recurge simultan la cel puțin două metode de măsură spre a avea cifre mai sigure în rezultatele experimentale. O expunere comparativă și critică a diverselor metode de măsură ar fi foarte utilă pentru uzine, laboratoare și institute. S-ar putea vedea care este calea de urmat pentru fiecare în parte, în raport cu necesitățile.

3.4. Aparatele de măsură rezultă din metodele care se aplică. Totuși caracterul și performanțele lor, dificultățile de a le construi și exploata, pot să fie prohibitive pentru o anumită metodă de măsură. Evoluția în materie de aparate este în prezent, de asemenea, în plin curs. Literatura de specialitate arată numeroase exemple de aparate noi, mai mult sau mai puțin complicate, care sînt destinate măsurării mărimilor caracteristice ale magneților permanenți. La noi în țară s-au realizat, de curînd, mai multe instalații complexe pentru măsurarea magneților permanenți, asupra cărora specialiștii noștri este bine să cunoască unele amănunte. Mai ales contribuțiile originale și inedite în construcția și funcționarea acestor instalații merită a fi relevate în lucrări publicate.

Este posibil ca pentru măsurări de control ar trebui să se dezvolte aparate noi de măsură, adaptate formelor și performanțelor magneților fabricați la noi. In acest sens se pot aminti și aparatele pentru măsurarea magnetismului remanent al bețișoarelor magnetice destinate măsurării curenților de trăznet pe liniile de curent.

4. Elaborarea materialelor pentru magneți permanenți

4.1. Pentru *obținerea primelor oteluri magnetice*, nu se poate vorbi de metode științifice de elaborare, ele fiind fabricate de industriile metalurgice pe baza cunoștințelor acumulate la oțelurile speciale, insuficiente însă pentru asigurarea unor performanțe magnetice optime.

Experimentări îndelungate și cercetări teoretice pentru explicarea rezultatelor practice obținute, au venit să facă treptat lumină în acest domeniu important, stabilind în bună parte, condițiile optime de elaborare pentru diferitele materiale destinate magneților permanenți. Cercetările sînt în curs, studiile fiind necesare chiar și pentru primele oțeluri magnetice cu structură martensitică.

4.2. Alegerea materialului, elaborarea șarjelor, prelucrările mecanice și tratamentele termice, toate joacă un rol important pentru obținerea performanțelor magnetice.

Elementele componente ale materialului ales trebuie să aibă un anumit grad de puritate, care se va păstra în timpul elaborării. Pentru oțeluri, cu performanțe magnetice ridicate, impuritățile de ordinul sutimilor de procente sînt dăunătoare. Puritatea materialelor se va păstra prin măsuri speciale. De asemenea proporția elementelor componente trebuie strict observată și menținută, toleranțele fiind deseori de fracțiuni de procente, impunînd condiții speciale de elaborare.

Prelucrările mecanice de forjare și laminare (în cazul oțelurilor forjabile și laminabile) și tratamentele termice premergătoare acestor operații, trebuie strict observate și menținute, precum și tratamentele ulterioare de recoacere, călire, revenire, care dacă nu sînt bine aplicate, pot duce la degradarea parțială, uneori totală a materialului.

Toate materialele magnetice sînt foarte sensibile la tratamentele termice, putînd pierde ușor din calitățile lor magnetice, de aceea temperaturile și timpul prescris pentru fiecare operație vor fi respectate cu strictețe.

4.3. Din cele expuse, *reiese necesitatea probelor și încercărilor* în timpul topirii, după turnare și după tratamentele termice. Pentru șarje mari, analize rapide se vor face cel puțin pentru conținutul de carbon și sulf, pentru a putea corecta conținutul lor, iar pentru oțelurile sărace în carbon, elaborate în cuptoare de înaltă frecvență, de capacitate mică, analizele se vor face după turnare, determinarea conținutului de carbon fiind elementul cel mai important, impunînd, deci, o instalație de determinare a carbonului (Stäblein) pentru orice turnătorie. Determinarea celorlalte elemente componente se recomandă a se face periodic, în special al conținutului de aluminiu.

Probe din fiecare șarjă magnetică, fără excepție, vor fi controlate magnetic cu metode rapide de măsurare, cu magnetometru, fluxmetru etc. atît după turnare cît și după tratamentele termice și periodic măsurate exact cu metode mai precise (permeametru, coercimetru).

4.4. Dimensionarea magneților este factorul cel mai important pentru obținerea performanțelor optime, o proiectare nerațională putînd duce la rezultate inferioare, întrebuințînd chiar un material cu caracteristici superioare. Problemele dimensionării magneților permanenți sînt puțin cunoscute și de aceea în multe cazuri nerespectate, avînd ca urmare randamente scăzute. Se încearcă, deseori, înlocuirea unui magnet, fără modificarea dimensiunilor fizice, observînd cu mirare insuccesul, cînd față de calitățile magnetice ar trebui să se aștepte îmbunătățiri.

Dimensionarea magneților trebuie făcută ținînd seamă și de caracteristicile fizice ale materialului, care de multe ori nu permit anumite prelucrări sau solicitări mecanice.

Pentru obținerea unui material magnetic bun trebuie respectate în întregime toate condițiile tehnologice privind : materia primă, aliajul, elaborarea șarjelor, temperatura de turnare, condițiile de răcire a șarjei, prelucrările mecanice de forjare, laminare, tratamentele termice, precum și dimensionare și magnetizare corectă.

5. Concluzii

5.1. Magneții permanenți se utilizează pe o scară largă în electrotehnică și telecomunicație în speță la telefoane, magnetouri, generatori, difuzoare, aparate de măsuri etc. *Construcția în țară* a unor magneți permanenți de bună calitate întrebuințînd materiale nedeficitare și procedee de fabricație simple, constituie o problemă de mare importanță pentru industria noastră electrotehnică.

5.2. Asimilarea de către industria electrotehnică a unor procedee de fabricație, pentru materiale nedeficitare, cu păstrarea unei înalte calități a produsului finit, va reuși cu atît mai deplin cu cît studiile teoretice și experimentale de un cît mai înalt nivel și pe o cît mai largă scară vor premerge și vor pregăti intrarea în producție.

5.3. Studiile vor trebui să se refere înainte de toate la *problemele de structură* a materialelor, propuse ca bază pentru fabricație. Investigațiile trebuie să coboare la nivelul fizic al atomilor și moleculelor, să înglobeze apoi nivelul compoziției și să continue cu macrostructura materialelor care au proprietăți magnetice superioare. Magneții din oxizi, așa numitele ferite, fabricate pe cale metaloceramică, vor trebui să fie în centrul preocupărilor. De asemenea se impune fabricarea magneților anizotropici din alnico (magnico) tratate în cîmp magnetic.

5.4. Studiile experimentale asupra probelor de magneți sînt absolut necesare pentru găsirea unei compoziții potrivite și a unor performanțe bune. In acest scop trebuie să se aleagă metodele cele mai adecvate de măsură și să se dezvolte, ori să se aprovizioneze cu aparatele de măsură necesare. Reducerea duratei măsurătorilor de laborator și de control trebuie să fie urmărită pe toate căile. In acest sens, cît și din alte puncte de vedere (ca cel al protecției muncii) automatizarea operațiilor de măsurare poate aduce îmbunătățiri radicale.

5.5. Problema dimensionării magneților permanenți trebuie urmărită cu foarte multă atenție, atît la proiectări noi, cît și la redimensionări, ținînd seamă de caracteristicile magnetice, care influențează dimensionarea, pentru alegerea punctului optim de lucru pe curba de demagnetizare. Intreg circuitul magnetic trebuie bine studiat, dispersiile pe cît posibil calculate sau parțial estimate, dacă nu sînt accesibile unui calcul matematic, sau indirect deduse prin măsurători. Şi condițiile de lucru, în circuitul respectiv, în care va acționa magnetul, mărimea cîmpului de demagnetizare, vor fi luate în seamă.

5.6. In cursul lucrărilor de cercetare o atenție deosebită trebuie dată *creșterii de cadre tinere*, bine pregătite din punct de vedere tehnic și științific, care să poată duce în viitor, independent, munca de cercetare științifică în domeniul magneților permanenți.

5.7. Eforturile răzlețe depuse pentru dezvoltarea problemei magneților permanenți vor trebui coordonate și dirijate spre obiective determinate, utilizînd din plin colaborarea între institute și fabrici, oameni de știință, ingineri și tehnicieni.

5.8. Pe linia acestei colaborări coordonate *se invită toți specialiștii să contribuie* cu lucrări publicate în coloanele acestei reviste la o acțiune tehnico-științifică largă, în vederea dezvoltării, asimilării și producției de magneți permanenți de bună calitate în țara noastră.

Bibliografie:

[1] *Babicov M. A.*: Aparate electrice, Ed. Energetică de Stat, București, 1953.

[2] *Builov I. A.*: Principiile construcției aparatelor electrice, Ed. Energetică de Stat. București, 1951.

[3] *Bozorth R.*: Ferromagenetism, Van Nostrand Co. New York. 1951.

[4] *Fischer I.*: Abriss der Dauermagnetkunde. Springer, Berlin. 1949.

[5] *Pawlek F.*: Magnetische Werkstoffe. Springer, Berlin, 1952.

[6] *Zaimovschi A. S.* și *Ușov*: Metale și aliaje electrotehnice, Ed. Energetică de Stat, București 1952.

АКТУАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Приводится общий взгляд на актуальные вопросы постоянных магнитов, анализируютея их конкретные применения в стране, затруднения встречаемые в производстве и в определений габаритных размеров а также необходимость заменения материала для постоянных магнитов лучшим материалом. Для получения положительных результатов необходимы научные и опытные исследования, с участием ученых, инженеров, техников. Специалисты приглашены участвовать в научных работах, для решения вопросов.

AKTUELLE PROBLEME DER DAUERMAGNETE

Zusammenfassung

Nach einen allgemeinen Überblick über die aktuellen Probleme der Dauermagnete werden die konkrete Verwendung in den eigenen Betrieben, die Herstellungsschwierigkeiten, wie auch die Notwendigkeit des Ersatzer der Werkstoffe für die Herstellung von Magneten mit nicht defizitären Stoffen behandelt. Um positive Ergebnisse zu erlangen sind umfangreiche wissenschaftliche und experimentelle Studien nötig, unter Mitarbeit der Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker, wie auch die Koordinierung der bereits geleisteten Arbeit. Die Spezialisten werden aufgefordert in Form von wissenschaftlichen Arbeiten zur Lösung der Probleme beizutragen.

Din teoria magneţilor permanenţi

Dr. Ing. S. CEDIGHIAN

621.318.2 :538.246.2

Se aruncă o privire generală asupra materialelor magnetice. Se arată elementele caracteristice ale substanţelor para- şi feromagnetice şi condiţiile pentru apariţia feromagnetismului. Teoriile domeniilor lui Weiss, caracteristicile pereţilor Bloch, precum şi influenţa acestora asupra diferitelor caracteristici magnetice sînt discutate. Se trec în revistă teoriile pentru inducţia remanentă şi forţa coercitivă, şi rezultatele practic obţinute prin realizarea magneţilor din pulbere fină şi ferite. Se citează cercetările experimentale prin fotografierea şi filmarea anumitor fenomene magnetice. Se relevă contribuţia savanţilor din ţară în rezolvarea problemelor magnetismului.

Bazele industriei electrotehnice le constituie materialele magnetice; ele se împart în două grupe: materiale magnetic moi, caracterizate prin forţă coercitivă mică, permeabilitate mare şi pierderi prin histerezis reduse şi materiale magnetic dure avînd forţă coercitivă, remanenţă şi factor de calitate BH_{max} mare, cuvîntul moale sau dur se referă la calitatea magnetică nicidecum la cea fizică.

Necesităţile urgente şi din ce în ce crescînde au determinat ca materialele magnetice să fie elaborate la început pe baze experimentale, teoriile venind cu mult în urmă să dea explicaţiile rezultatelor practic obţinute.

Fizica teoretică a reuşit cu timpul să atingă un grad de perfecţionare a teoriilor magnetismului, neîntîlnit pentru alte materiale din domeniul metalurgiei. Dacă facem abstracţie de apariţia domeniilor elementare magnetizate la saturaţie, teoriile magnetismului sînt un îndrumător preţios pentru explicaţia fenomenelor magnetice şi permit o serie de calcule pentru predeterminarea preformanţelor magnetice, în special pentru materialele moderne; realizarea magneţilor din pulbere fină de fier sau a magneţilor din ferite nu se poate imagina fără sprijinul acestor teorii, care au pus bazele de calcul confirmate realmente de rezultatele practice obţinute.

Teoria magnetismului

Origina magnetismului trebuie căutată în mişcarea electronilor, care produc două cîmpuri magnetice diferite: prin rotaţia în jurul nucleului şi în jurul axului propriu, denumit spin.

Un atom este compus din nucleu şi electroni repartizaţi pe un număr de orbite, care variază după element, fiecare orbită putînd avea un număr maxim de electroni, care de obicei diferă de numărul real. Pentru fier situaţia este următoarea:

Orbita	Numărul maxim de electroni	Numărul real de electroni
1—a	2	2
2—a	8	8
3—a	18	14
4—a	32	2

Se vede că primele două orbite apropiate de nucleu sînt complete, numărul real de electroni fiind egal cu numărul maxim. Orbita a treia şi a patra sînt incomplete. La cobalt şi nichel situaţia este asemănătoare, numărul de electroni pe orbita a 3-a fiind de 15 pentru cobalt şi 16 pentru nichel, faţă de 14 pentru fier.

Magnetismul se creează datorită electronilor de pe orbita a 3-a, efectul electronilor de pe orbitele 1,2 şi 4 anulîndu-se din cauza spinilor de acelaşi număr de un sens şi număr egal de sens opus (paralel şi antiparalel). Pe orbita a 3-a, la fier, sînt 9 electroni de un sens şi 5 de sens opus, deci efectul celor 5 electroni se compensează, iar restul de 4 electroni creează cîmpul magnetic. Pentru cobalt şi nichel numărul electronilor necompensaţi este de 3 respectiv 2; cobaltul este mai slab magnetic decît fierul, iar nichelul mai slab decît cobaltul, cum rezultă şi din numărul electronilor necompensaţi. Fierul, cobaltul şi nichelul sînt elemente feromagnetice.

Numărul electronilor necompensaţi este una, însă nu singura condiţie pentru apariţia feromagnetismului; manganul, care are 5 electroni necompensaţi, nu este un element feromagnetic. Distanţa atomilor vecini în cristalul metalului. D şi raza orbitei r cu electroni necompensaţi, în special raportul lor D/r favorizează apariţia feromagnetismului. Pentru fier, cobalt, nichel şi mangan avem următoarea situaţie:

	Fier	Cobalt	Nichel	Mangan
D/r	3,26	3,64	3,94	2,94

S-a constatat că pentru apariţia feromagnetismului D/r trebuie să fie între 3—4, nu mult peste 3 sau mult sub 4, deci distanţa atomilor vecini sau constanta reţelei trebuie să aibă valori în limitele arătate. Manganul care din punct de vedere al numărului electronilor necompensaţi ocupă un loc înaintea fierului, nu este feromagnetic, poate deveni însă prin aliere cu alte elemente, suferind modificări structurale.

Momentele magnetice ale atomului au o rezultantă, care dacă este zero, substanţa este diamagnetică, cînd diferă de zero paramagnetică, în anumite condiţii feromagnetică.

La acțiunea unui cîmp magnetic exterior asupra unei substanțe paramagnetice, momentele magnetice ale atomilor tind să se orienteze paralel cu direcția cîmpului aplicat. Momentul magnetic rezultant este proporțional cu intensitatea cîmpului aplicat. Factorul de proporționalitate este permeabilitatea paramagnetică. Acțiunii cîmpului exterior se opune agitația termică ca factor antagonist.

La materialele feromagnetice permeabilitatea este variabilă într-o măsură mult mai mare în raport cu intensitatea cîmpului aplicat, decît la materiale paramagnetice.

După teoriile lui Weiss, un număr mare de atomi învecinați cu momente magnetice paralele formează un domeniu denumit domeniul lui Weiss (1907). Aceste domenii sînt magnetizate pînă la saturație, denumită „magnetizare spontană" fără acțiunea unui cîmp exterior. Magnetizarea spontană poate fi anulată numai prin acțiunea temperaturii, încălzind materialul pînă sau peste punctul Curie.

Momentele magnetice ale domeniilor avînd orientații întîmplătoare, momentul rezultant este zero, deci, magnetismul nu se manifestă în exterior.

La temperaturi obișnuite, magnetizarea spontană a domeniilor Weiss are direcția energetică preferențială ; magnetizarea capătă direcția în care domeniul are minimum de energie liberă. Raportată la unitatea de volum, energia liberă F, a domeniilor este redată prin suma energiilor :

$$F = F_k + F_\sigma + F_H,$$

în care :

F_k este energia cristalului ;
F_σ — energia tensiunii ;
F_H — energia cîmpului.

Energia cristalului, pentru cristalele cubice, are forma următoare :

$$F_k = K_1(\alpha_1^2\alpha_2^2 + \alpha_2^2\alpha_3^2 + \alpha_3^2\alpha_1^2) + K_2(\alpha_1^2\alpha_2^2\alpha_3^2)$$

în care α sînt direcțiile cosinusurilor magnetizării față de axele cristalului iar K_1 și K_2 sînt constante determinate experimental, avînd valori diferite pentru fiecare element feromagnetic în parte.

Energia tensiunii se datorește schimbărilor de dimensiune în urma magnetizării. După principiile termodinamicii se obține :

$$\left(\frac{\partial I}{\partial \sigma}\right)_H = \frac{1}{L}\left(\frac{\partial L}{\partial H}\right)_\sigma$$

în care :

I este magnetizarea ;
σ — tensiunea ;
L — lungimea probei ;
H — intensitatea cîmpului.

Pentru cristale cubice cu magnetostricțiune izotropă se obține :

$$F = \frac{3}{2}\lambda\sigma \sin^2\varphi,$$

în care

λ este magnetostricțiunea de saturație ;
φ — unghiul între magnetizare și tensiune.

Energia cîmpului este energia magnetostatică, raportată la unitatea de volum pe care un domeniu cu magnetizarea I și intensitatea de cîmp H o posedă :

$$F_H = -H \cdot I_s \cos\varphi.$$

în care

I_s este magnetizarea de saturație,
φ — unghiul între direcția magnetizării și direcția cîmpului.

Direcția magnetizării va fi orientarea pentru minimum de energie liberă.

Direcția momentului magnetic rezultant în domeniu este paralelă cu direcția de cea mai ușoară

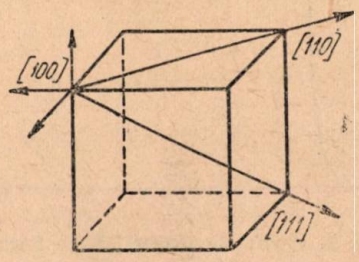


Fig. 1. Direcțiile de magnetizarea monocristalului pentru fier (100) direcția ușoară, (110) direcția medie, (111) direcția grea.

magnetizare, (direcția preferențială cristalografică), de-a lungul muchiei cubului pentru fier, de-a lungul diagonalei pentru nichel și de-a lungul axei exagonale pentru cobalt (fig 1).

Fizica teoretică și cuantică au venit să confirme exactitatea teoriilor lui Weiss. Barkhausen a fost primul care a arătat (1919) prin efectul care-i poartă numele, existența domeniilor magnetizate la saturație, iar Heisenberg a demonstrat (1928) că forțele între spinii electronici ale unei substanțe feromagnetice produc cîmpuri moleculare, care după Weiss creează domeniile elementare. Forțele între spinii electronilor sînt forțe electrostatice și denumite de teoria cuantelor „forțe de schimb" ; aceste forțe mențin paralelismul spinilor, deci și a momentelor magnetice ; ele sînt asemănătoare cu forțele de legătură între doi atomi pentru formarea unei molecule.

Energia de „interacțiune" care creează orientația momentelor magnetice în domeniile lui Weiss are valori foarte ridicate, față de cele mai puternice cîmpuri experimental obținute pînă azi.

Dimensiunile domeniilor diferă de la element la element și variază cu forma și tensiunea materialului. Pentru fier mărimea domeniilor este de ordinul micronilor.

Domeniile cu direcții de magnetizare diferite sînt, în general, despărțite între ele prin pereți sau frontiere, denumite pereții lui Bloch

(1932). Grosimea lor este pentru fier de circa 0,1 micron.

La aplicarea unui cîmp magnetic exterior sînt posibile două fenomene :

a. Vectorul rezultant al fiecărui domeniu va tinde să ia direcţia cîmpului exterior aplicat.

b. Din două domenii vecine, domeniul cu direcţia magnetizării spontane apropiate sau

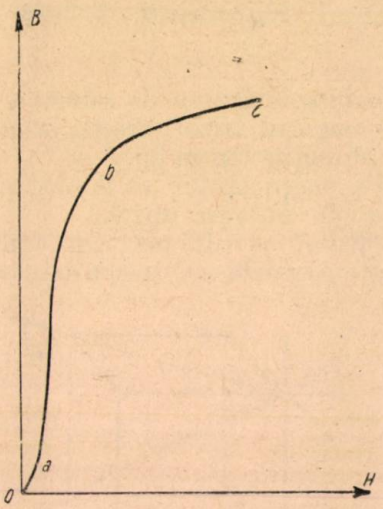


Fig. 2. Curba de magnetizare a fierului.

paralelă cu direcţia cîmpului aplicat se va mări în detrimentul celui mai puţin sau opus orientat acestui cîmp.

În repaus pereţii Bloch ocupă o poziţie de energie liberă minimă. Însăşi pereţii Bloch posedă o energie (energie de suprafaţă) de ordinul 1 erg/cm^2. Tensiunile interne, impurităţile în material, cîmpurile magnetice interne de dispersiune, dimensiunile granulelor etc. deformează reţeaua cristalină şi determină poziţia pereţilor Bloch, formînd obstacole pentru mişcarea acestora.

Atît timp cît cîmpul aplicat este slab, acţiunea lui va pricinui o deplasare a frontierelor domeniilor favorabil orientate cîmpului exterior, în detrimentul celor defavorabil situate . Se parcurge porţiunea O—a (fig. 2) corespunzătoare permeabilităţii iniţiale. La încetarea acţiunii cîmpului exterior situaţia iniţială revine, fenomenul fiind practic reversibil. Energia necesară pentru deplasarea pereţilor Bloch este relativ mică. Fenomenul se numeşte proces de deplasare.

La mărirea intensităţii cîmpului exterior, deplasările sînt însemnate, cunoscute sub denumirea de „inversiune". Se parcurge porţiunea a — b. Deplasarea pereţilor nu are loc continuu ci în salturi, după fiecare mişcare pereţii oprindu-se la alte obstacole pentru învingerea cărora trebuie mărită energia cîmpului exterior. Aceste salturi constituie efectul Barkhausen.

Procesul de „inversiune" este terminat cu deplasarea pereţilor pînă ce ele dispar, domeniile defavorabil orientate faţă de cîmpul exterior fiind absorbite de domeniile favorabil orientate acestuia (avînd orientaţie paralelă sau la un unghi mic faţă de cîmp).

In timpul salturilor Barkhausen energia magnetică se transformă în căldură, manifestîndu-se sub formă de histerezis. Obstacolele la deplasarea pereţilor Bloch sînt cauza fenomenelor pentru explicaţia inducţiei remanente şi forţei coercitive. Dacă în interiorul cristalului nu ar fi existat incluziuni şi tensiuni „inversiunea" ar fi fost posibilă la un cîmp practic zero. Trebuie menţionat faptul că şi termostricţiunea produce deformarea reţelei, contribuind la creşterea energiei potenţiale.

Procesul de „inversiune" este ireversibil. Toate procesele ireversibile de magnetizare-demagnetizare dau loc la histerezis.

La mărirea cîmpului exterior se parcurge porţiunea b—c. Energia necesară pentru dirijarea orientării magnetizării în direcţia cîmpului exterior este mult mai mare decît pentru fenomenul de „inversiune" cu deplasarea pereţilor Bloch. Acest fenomen este cunoscut sub denumirea de „rotaţie" este practic reversibil şi nu are histerezis.

Remanenţa şi forţa coercitivă

De la un magnet permanent se cere inducţie remanentă (remanenţă), forţă coercitivă şi cifră de calitate, BH_{max} mare. Remanenţa este limitată de saturaţia magnetică (inducţia de saturaţie) domeniile lui Weiss fiind dirijate în punctul remanent în direcţia cîmpului exterior aplicat. Dacă direcţia de magnetizare uşoară a cristalelor coincide cu direcţia cîmpului exterior aplicat, atunci inducţia remanentă poate atinge practic valoarea inducţiei de saturaţie.

Inducţia remanentă poate fi mărită prin alierea diferitelor elemente în anumite proporţii şi dirijarea cristalelor în cîmp magnetic, în care scop se cere ca materialul să aibă punctul Curie ridicat, pentru a mări intervalul de timp, cînd magnetul rămîne sub acţiunea cîmpului magnetic exterior aplicat ; acest tratament se face introducînd magnetul la 1200°C sub acţiunea cîmpului magnetic şi răcindu-l cu o viteză critică, specifică materialului, după care urmează o revenire.

Dirijarea cristalelor se obţine şi după turnare, dacă se face o extracţie dirijată a căldurii imediat după turnare, magneţii urmînd apoi tratamentul în cîmp magnetic aratat mai sus. Vectorii domeniilor Weiss care se aliniază deasupra punctului de recristalizare, îşi menţin această orientaţie şi inducţia remanentă atinge practic valorile inducţiei de saturaţie. Magneţii astfel trataţi devin anizotropici.

Teoriile forței coercitive

La apariția fenomenului Barkhausen, domeniile au în general direcții de magnetizare opuse. Pereții Bloch de 180° sînt reținuți în anumite poziții de rețelele deformate, care reprezintă obstacole pentru mișcarea pereților. Deformările rețelei sînt influențate, pe lîngă factorii menționați mai sus și de diferitele tratamente termice și prelucrări mecanice. Pe de altă parte deformarea rețelei influențează energia peretelui prin variația energiei de anizotropie. Pentru deplasarea pereților este necesară mărirea intensității cîmpului, în urma căreia peretele se desprinde de obstacol și „saltă" pînă ce atinge un obstacol mai mare, unde se „fixează". Pentru o nouă deplasare trebuie mărită din nou intensitatea cîmpului, fenomenul repetîndu-se.

Deplasările pereților în porțiunea curbei de magnetizare cu panta mare, porțiunea A—B, sînt ireversibile și determină forța coercitivă. Pierderile histerezis sînt în bună parte de asemenea determinate de obstacolele deplasărilor și anume a pereților de 180°. La substanțele cu particule mici, sub grosimea pereților Bloch, aceștia nu mai pot exista și, deci, nu putem avea deplasări de pereți, iar magnetizarea se face prin fenomenul de „rotație", care determină forța coercitivă. Magneții din pulbere fină de fier și magneții din ferite se magnetizează prin „rotație".

Forța coercitivă a unui domeniu se poate defini ca fiind echivalentă cu intensitatea cîmpului necesar pentru deplasarea peretelui de 180° peste un domeniu, ținînd seamă de obstacolul cel mai mare.

Presupunînd că peretele este paralel cu direcția de magnetizare spontană a domeniilor și energia pentru două poziții vecine, ocupate de un volum dV este dE, formula generală pentru forța coercitivă poate fi exprimată prin:

$$H_c = \frac{1}{2\, I_s \cos \omega} \left(\frac{dE}{dV}\right)_{max},$$

în care ω este unghiul între H și I_s.

La incluziuni, care au dimensiuni mai mari decît grosimea pereților, se formează domenii secundare conice, denumite după forma lor și „căciuli țuguiate" în care magnetizarea spontană are direcția preferențială energetică. Aceste domenii secundare sînt despărțite de pereți de 90°. La trecerea unui perete de 180° peste o incluziune, care este mare în raport cu grosimea peretelui, se formează domenii secundare cilindrice în formă de „tuburi elastice" care se măresc pînă ce energia lor întrece energia „căciulilor țuguiate"; „tuburile elastice" se rup atunci și se transformă în „căciuli țuguiate". „Tuburile elastice" „se trag" pînă ce ating o lungime de o dată și jumătate lungimea lor normală, pînă ce se rup, ceea ce corespunde exact și calculelor. Raportul lungime-diametru a unei căciuli țuguiate este de circa 10 : 1 lungimea fiind de circa 70 și diametrul de 7 microni.

Tehnica modernă a reușit să fotografieze și să filmeze fenomenele descrise mai sus, confirmînd astfel exactitatea teoriilor îndrăznețe.

1. *Teoria tensiunilor interne.* Prima teorie plauzibilă pentru explicarea forței coercitive a fost aceea a tensiunilor interne de Akulov și Becker, avînd ca punct de plecare tensiunile intercristaline, care produc deformările rețelei: aceste tensiuni iau naștere la dilatarea termică neuniformă a diferitelor elemente structurale la răcire, la variația de lungime prin magnetostricțiune sau deformări plastice. Atît oțelurile cu structură martensitică, cît și cele cu călire dispersionară, urmată de revenire, prezintă după tratament termic variații de volum datorită diferențelor greutăților specifice diferitelor faze. Formula care stă la baza acestei teorii este:

$$H_c = \frac{\lambda_s \sigma_i}{I_s} \cdot \frac{2\,\frac{\vartheta}{l}}{1 + 2\left(\frac{\vartheta}{l}\right)^2},$$

în care:

λ_s este magnetostricțiunea de saturație;
I_s — magnetizarea de saturație;
σ_i — tensiunile interne;
ϑ — grosimea pereților Bloch;
l — raza de acțiune a tensiunilor locale.

λ_s, ϑ și I_s sînt date de compoziția materialului; prin influențe locale pot fi modificate tensiunile interne și repartiția lor.

2. *Teoria corpurilor străine.* Teoria tensiunilor interne nu putea să dea explicații satisfăcătoare pentru oțelurile magnetice cu duritate fizică mică însă forțe coercitive mari. Ca o completare a teoriei tensiunilor interne, s-a elaborat teoria corpurilor străine sau a incluziunilor de Kersten,

după care forța coercitivă rezultă din mărimea și forma incluziunilor, precum și a unor constante ale materialului susceptibil de deformare. Cu cît un perete conține mai multe incluziuni cu atît energia de suprafață este mai mică. Incluziunile nemagnetice și variațiile locale de tensiuni interne formează obstacole pentru deplasarea pereților Bloch. Pentru particule de formă rotundă, care depășesc grosimea pereților Bloch, Kersten obține :

$$H = 2{,}5\,\frac{\frac{3}{2}\lambda_s\sigma_i + bK}{I_s}\cdot\frac{2\,\frac{\vartheta}{d}}{\left(1+2\,\frac{\vartheta}{d}\right)^2}\cdot\left[\frac{\pi}{6}\left(\frac{d}{s}\right)^3\right]^{2/3}$$

în care :

K este energia cristalului ;
I_s — magnetizarea de saturație ;
ϑ — grosimea peretelui Bloch ;
d — diametrul corpului străin ;
s — distanța corpurilor străine față de alt corp străin ;
b — constanta aproape de 1 ;

$\frac{2\,\frac{\vartheta}{d}}{1+2\left(\frac{\vartheta}{d}\right)^2}$ — gradul de dispersiune al corpurilor străine, prin analogie cu gradul de repartiție a tensiunilor interne de Akulov — Becker ;

$\frac{\pi}{6}\left(\frac{d}{s}\right)^3$ — volumul ocupat de corpurile străine.

Teoriile menționate, a tensiunilor interne și a corpurilor străine, nu puteau da rezultate satisfăcătoare pentru oțeluri cu forțe coercitive mai mari decît 300 Oe.

Kondorski ține seama de descoperirile mai recente și formulează forța coercitivă :

$$H_c = 5\frac{K}{I_s}\frac{\delta_{90}}{d}\,\alpha^{2/3},$$

în care :

K este constanta anizotropică ;
d — diametrul sferei incluziunii ;
δ — grosimea peretelui Bloch de 90° ;
I_s — magnetizarea de saturație ;
α — volumul corpului străin.

Formula este valabilă pentru mărimea incluziunilor care întrec grosimea peretelui.

3. *Teoria cîmpurilor de dispersiune.* Néel critică teoriile lui Becker și Kersten, privind tensiunile interne și incluziunile și atribuie forța coercitivă influenței cîmpurilor de dispersiune, datorită neomogeneităților interne, care modifică orientările magnetizării spontane. In fiecare material neomogen apar cîmpuri de dispersiune. Cîmpurile de dispersiune datorită incluziunilor nemagnetice favorizează formarea domeniilor secundare de formă conică „căciuli țuguiate". Mișcarea pereților, cu care este proporțională permeabilitatea, este cu atît mai mică cu cît dimensiunile corpului străin se apropie de grosimea peretelui. Permeabilitatea descrește cu mărirea cantitativă a corpurilor străine. Tendinței unei energii minime se opun energia peretelui, energia cristalului și energia tensiunilor. După simplificări Néel ajunge la următoarea formulă

$$H_c \sim 0{,}191\,\frac{\lambda^2\sigma^2 V}{K I_s}\left(1{,}386 + \right.$$

$$\left. + \log\sqrt{\frac{2\pi I_s^2}{K}}\right) \text{pentru } \frac{3}{2}\lambda\sigma \ll K$$

sau

$$H_c' \sim 0{,}46\,\frac{\lambda\sigma V}{K I_s}\left(0{,}386 + \right.$$

$$\left. + \log\sqrt{\frac{4{,}5\,I_s^2}{\lambda\sigma}}\right) \text{pentru } \frac{3}{2}\lambda\sigma \gg K$$

V fiind volumul parțial al domeniilor influențate în urma tensiunilor.

4. *Teoria particulelor mici* . Tot Néel și, aproape simultan, Stoner și Wohlfahrt arată că la materialele magnetice unde mărimea particulelor scade sub o anumită dimensiune, trebuie să apară forțe coercitive mari. Aceste particule, de ordinul fracțiunilor de microni, 1/10 micron la fier, se magnetizează prin fenomenul de „rotație" în lipsa pereților Bloch. Factorii care influențează forța coercitivă sînt dimensiunile particulelor, forma și repartiția precipitatelor, anizotropia cristalelor și tensiunile interne. Se presupune că particulele au formă de elipsoid. Akulov, Frenkel și Dorfmann arătaseră înaintea celor citați, că pentru obținerea unor forțe coercitive mari particulele trebuie să fie domenii elementare.

Teoriile lui Néel și ale celor citați au constituit baza pentru fabricarea magneților permanenți din pulbere fină de fier și magneții din ferite cu forțe coercitive foarte mari.

Cercetările cu ultramicroscopul au arătat că și la magneți Magnico (Alnico V sau Ticonal)

există particule foarte mici, de unde s-a dedus că forța coercitivă mare se datorește acestora.

Fabricarea magneților din ferite este încă la început și caracteristicile lor, pentru materiale anizotropice, sînt de pe acum remarcabile, fiind comparabile cu performanțele aliajului Magnico.

Cercetările recente cu bismut-mangan, denumit Bismanal, 72,9% bismut, 26,9% mangan, au dat rezultate record de laborator, atingînd forțe coercitive de la 10 000—35 000 Oe și factor de calitate BH_{max} aproape $15 \cdot 10^6$ G × Oe, astfel încît acest material este azi cel mai puternic magnet din lume, cifra de calitate fiind aproximativ de două ori mai mare decît pentru magneții anizotropici Magnico (Alnico V).

Teoriile forței coercitive sînt bazate pe anumite presupuneri, parțial dovedite și sînt fiecare în parte justificate ca raționament. Repartiția exactă a deformărilor rețelei nu sînt exact cunoscute în toate amănuntele. Forța coercitivă a unei substanțe feromagnetice nu este determinată de un singur factor ci este rezultatul unor serii de factori cu acțiuni diferite și influențe complicate, greu accesibile la calcule. Din aceste cauze calcularea forței coercitive în scopuri practice, nu este posibilă, totuși aceste teorii aprofundează cunoștințele noastre asupra unor fenomene magnetice și permit tragerea unor concluzii valoroase. Realizarea magneților din pulbere de fier și ferite se datorește numai raționamentelor pe baza teoriilor forței coercitive. Cercetările experimentale prin fotografierea și filmarea diferitelor fenomene magnetice au contribuit într-o măsură mare la clarificarea și explicarea teoriilor emise, confirmînd o serie de probleme dificile și discutabile, fiind astfel practic dovedite.

In încheiere este cazul să arătăm contribuția savanților din țară adusă problemelor magnetismului; numele lor este citat în literatura de specialitate din străinătate. Citățm pe Procopiu, care înaintea lui Bohr a descoperit momentul magnetic elementar al electronului, denumit pe nedrept magnetonul lui Bohr și a calculat electronul înaintea lui Einstein; pe Marian cu problemele despre punctul Curie; Cișman despre efectul Barkhausen; Maxim și Sălăjean cu diferite lucrări în legătură cu problemele magnetismului.

Bibliografie

[1] *Vansovschi S. N.*: Teorie modernă a magnetismului, Ed. Tehnică. 1956.

[2] *Zaimovschi* și *Uşov V. V.*: Metale și aliaje electrotehnice, Ed. de Stat, 1952.

[3] *Pawlek F.*: Magnetische Werkstoffe, Springer, Berlin, 1952

[4] *Bozorth R.*: Ferromagnetism, Van Nostrand Co., New York, 1951.

[5] *Kersten M.*: Reversible u. irreversible Magnetisierungsanordnungen langs der Hystereseschleife, Zeitschrift für angewandte Physik, nr. 10, 1955, pag 397.

[6] *Brenner R.*: Ergebnisse und Probleme der quantitativen Theorie der Koerzitivkraft, Zeitschrift für angewandte Physik, nr. 10, 1955, pag 499.

* *

ИЗ ТЕОРИИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Резюме

Рассмитриваются различные магнитные материалы. Отмечаются характерные элементы пара- и ферромагнитных веществ и условия появления ферромагнетизма, теории Вайсса, характеристики стен Блоха, а также их влияние на разные магнитные характернстики.

Рассматриваются теории для остаточной индукции и для коэрцитивной силы, а также результаты полученые в практике при осуществлении магнитов из тонкого порошка и ферритов.

Даются экспериментальные исследования, полученые при помощи фотографирования и киносъемки различных магнитных явлений.

Подчеркивается участие ученых страны, в решении вопросов магнетизма.

* *

AUS DER THEORIE DER DAUERMAGNETE

Zusammenfassung

Die magnetischen Werkstoffe werden einer allgemeinen Betrachtung unterworfen. Es verden die charakteristischen Eigenschaften der paramagnetischen und feromagnetischen Stoffe beschrieben, und die Bedingungen für das Auftreten des Ferromagnetismus gezeigt. Es werden die Molekularfeldtheorie von Weiss, die Charakteristiken der Blochwände, sowie der Einfluss derselben auf die verschiedenen magnetischen Eigenschaften behandelt. Es wird ein Uberblick über die Theorie der remanenten Induktion und der Koerzitivkraft und die praktisch erzielten Ergebnisse bei der Verfertigung von Magneten aus feinstem Eisenpulver und Ferriten gegeben. Es werden experimentelle Untersuchungen gewisen magnetischer Erscheinungen, mit Hilfe von Photographie und Film erwähnt. Es wird der Beitrag rumänischer Wissenschaftler zur Lösung der Probleme des Magnetismus hervorgehoben.

J. 4674/62
LEFORDITVA

Metode de măsurare pentru mărimile B, J, H la magneții permanenți

Ing. V. HORTOPAN

621.318 2 :621317.4

Sub forma unui studiu se analizează metodele de măsurare a mărimilor magnetice B, J, H la magneții permanenți. Se indică astfel pentru inducția magnetică metodele : inductivă, balistică, inductivă cu generator de măsură, electrodinamică, și magnetometrică. Pentru măsura cîmpului magnetic se indică metodele : prin calcul din curentul de magnetizare, inductivă cu potențiometru magnetic, inductivă cu generator de măsură.

Măsurătorile pentru determinarea caracteristicilor magnetice [1], [2], [3] se execută asupra probelor de material și asupra magneților fabricați. Aceste măsurători se reduc, de fapt, la măsurarea următoarelor mărimi : inducția magnetică B, intensitatea de magnetizare J și cîmpul magnetic H.

Asupra probelor de aliaj magnetic se efectuează încercări de laborator, care constau în ridicarea curbei de magnetizare $B = f(H)$ și $4\pi J = B - \mu_0 H = f(H)$, [4], [5], [6].

Inafară de aceste măsurători, care se execută într-un timp mai lung, se fac determinări mai rapide cu indicarea directă a două importante caracteristici magnetice : magnetismul remanent real — B_r — [7], prin măsura lui B pentru $H = 0$ și forța sau cîmpul coercitiv — H_c — [8], prin măsura lui H, pentru $B = 0$, respectiv $J = 0$.

La magneții fabricați, în situație de funcționare, se verifică numai valoarea magnetismului remanent aparent — B_{ra} sau inducția în întrefier — B_a — [1] [9] prin măsurători foarte rapide, cu ajutorul unor aparate construite de obicei pentru o anumită formă de magnet. Micșorarea lui B_{ra} sau B_a se datorește, fie unei demagnetizări accidentale, fie unui defect de material, cauza reală neputînd fi stabilită decît printr-o măsurătoare de laborator.

Obiectul lucrării de față este de a prezenta metodele de măsurare pentru mărimile B, J și H la magneții permanenți.

1. Constituția, forma și magnetizarea probei de material magnetic

1. 1. **Construcția și forma probei.** Constituția probei trebuie să fie omogenă, înțelegîndu-se prin această condiție atît uniformitatea compoziției chimice, cît și cea a tratamentelor termice în tot volumul materialului. Numai în acest caz rezultatele obținute prin măsurători pot fi comparate între ele sau cu datele tabelelor.

Forma probei depinde de metoda de măsurare și de aparatul utilizat.

1.1.1. *Metoda inelului* (circuit magnetic închis). In cazul circuitului magnetic închis al aparatului format exclusiv din materialul de încercat, forma probei este un inel (fig. 1) pe care se înfășoară spirele bobinei de magnetizare. Pentru a obține rezultate precise se recomandă ca diferența între raza exterioară (r_e) și raza interioară (r_i) a inelului să fie :

$$r_e - r_i < \frac{r_e}{10} .$$

Numai în acest caz [10] cîmpul magnetic H în inel poate fi considerat omogen și în direcția radială.

Inelul se confecționează fie sub forma masivă, fie din tole suprapuse. In ambele cazuri realizarea lui și mai ales realizarea înfășurării uniforme este dificilă.

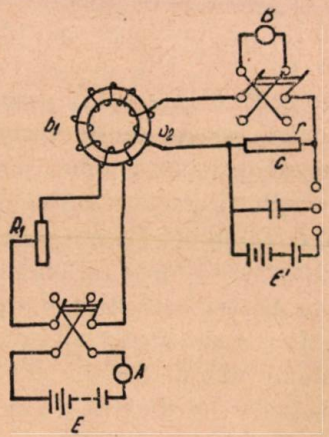


Fig. 1. Metoda inelului cu montajul de etalonare a galvanometrului balistic prin condensator etalon.

1.1.2. *Metoda jugului* (circuit magnetic închis). In cazul circuitului magnetic închis al aparatului format dintr-un jug (chiulasă) în care este prinsă proba de material, se preferă ca aceasta să aibă formă de bară dreaptă (fig. 2 și 3). Această bară de secțiune circulară sau dreptunghiulară se realizează sub formă masivă sau din pachete de tole ștanțate (probele de tablă se taie cu scule ascuțite : ștanță sau foarfecă paralelă, pentru a evita modificările de structură la marginile tăiate).

Jugul este construit dintr-un material cu forță coercitivă foarte mică (fier moale cu 1,5 % Si sau aliaj Fe-Ni de 50 % cu H_c de ordinul a cîteva zecimi de oersted [10], [12]). In acest mod se evită existența fenomenului de remanență a jugului, care ar premagnetiza proba și ar denatura rezultatele. Secțiunea jugului este mult mai mare decît cea a barei de studiat, deoarece în acest mod reluctanța lui magnetică este neglijabilă față de reluctanța magnetului. Legătura între probă și jug trebuie să se realizeze

pe o suprafață cît mai mare, iar capetele barei trebuie îngrijit prelucrate pentru a micșora pe cît posibil întrefierul între jug și magnet.

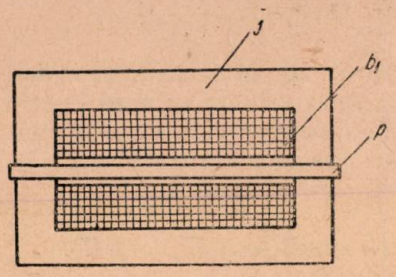


Fig. 2. Metoda jugului (jug dublu).

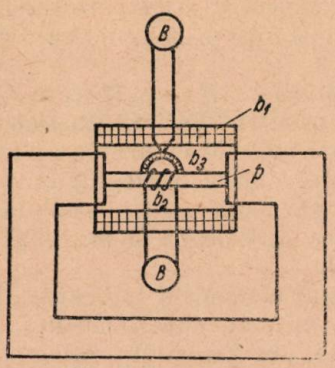


Fig. 3. Metoda jugului (jug simplu):
B se măsoară prin metoda inductivă balistică; H se măsoară prin metoda inductivă cu potențiometru magnetic.

1.1.3. *Metoda elipsoidului* (circuit magnetic deschis). Circuitul magnetic este constituit dintr-o probă de aliaj magnetic în formă de elipsoid de revoluție, peste care se înfășoară o bobină de magnetizare. Confecționarea elipsoidului utilizat pentru încercări foarte precise de laborator, este anevoioasă. Se preferă înlocuirea lui cu un sistem de cilindri și trunchiuri de con (fig. 4)

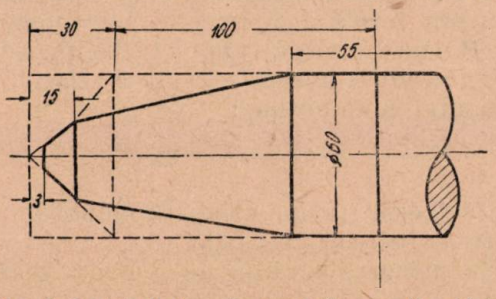


Fig. 4. Probă de formă asemănătoare elipsoidului de revoluție.

de formă apropiată [10]. Eroarea de măsură este de circa 0,7% [13].

In măsurătorile curente se utilizează bare cilindrice sau prismatice, făcîndu-se corecțiile necesare [1].

1.2. **Magnetizarea probei de material magnetic.** Pentru a obține curba de demagnetizare sau caracteristicile magnetice de calitate ale probelor de material magnetic, ele trebuie magnetizate pînă aproape de saturație. Cîmpul magnetic maxim (H_{max}) la care este supusă proba, pentru a se obține valorile maxim posibile pentru B_r și H_c, este cuprins între 4 la 8 H_c [8] al materialului respectiv [1]. (De exemplu : $H_{max} = 500 — 700$ Oe pentru oțel cu wolfram [14]).

Magnetizarea se face mai ales în curent continuu și trebuie să fie uniformă atît în secțiunea probei, cît și în lungimea ei. Această condiție se îndeplinește prin repartizarea uniformă a spirelor bobinei de magnetizare de-a lungul probei de material și prin menținerea paralelismului între axele bobinei și probei. In general magnetizarea uniformă se caracterizează prin lungimea constantă a liniilor de forță care traversează materialul magnetic de încercat.

Dacă proba de material magnetic a fost supusă unei magnetizări neverificabile, anterioare încercării, ea se demagnetizează prin descrierea unor cicluri hysteresis din ce în ce mai mici, realizate prin continua comutare și scădere a curentului de demagnetizare și apoi se remagnetizează.

2. Magnetizarea pieselor uzinate

Magneții permanenți au forme foarte diferite (fig. 5) specifice domeniului lor de utilizare. Ei sînt magnetizați înainte de a fi dați spre folosire, într-un aparat special format dintr-o bobină parcursă de curent continuu, care trebuie să producă un cîmp $H \geqslant 5\ H_c$ într-un circuit magnetic închis. Acest aparat trebuie să fie capabil să producă cîmpuri magnetice de circa

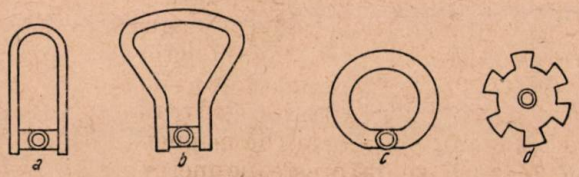


Fig. 5. Diverse forme de magneți permanenți:
a, b, c — magneți pentru aparate de măsură; d — magnet pentru generator de putere mică.

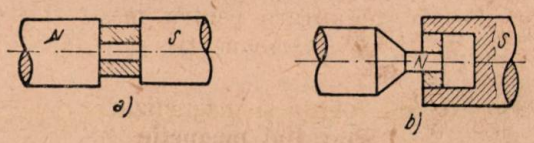


Fig. 6. Forma polilor aparatelor de magnetizare:
a — magnetizare axială a unui inel; b — magnetizare radială a unui inel.

8 000 Oe pentru magneți cu $H_c = 1\ 600$ Oe [11]. Magneții pot fi magnetizați în diferite direcții, după cum sînt așezați între polii aparatului de magnetizat, perfect adaptat formei magnetului și direcției de magnetizare (fig. 6).

---

[1]) Valorile numerice indicate pentru H_{max} sînt valabile pentru încercările în circuit magnetic închis.

Starea de magnetizare a magneților confecționați nu trebuie să fie schimbată în timpul încercărilor de control la care sînt supuși.

3. Metode de măsurare a inducției magnetice și intensității de magnetizare

Relația dintre *inducția magnetică* B și *intensitatea de magnetizare* [15] este:

$$J = \frac{B - \mu_0 H}{4\pi} \text{ formă nerațională} \quad (1)$$

In sistemul MKSA, B este exprimat în $\frac{\text{Wb}}{\text{m}^2}$, H în m Oe, $\mu_0 = 10^{-7}$.

In sistemul CGSem, B este exprimat în gauss, H în Oe, iar $\mu_0 = 1$, ceea ce duce la simplificarea scrierii relației (1):

$$4\pi J = B - H \quad (1a)$$

formă sub care este găsită pînă astăzi în majoritatea publicațiilor tehnice tratînd despre magneții permanenți [1], [2], [8], [11], [17].

In multe tratate din literatura universală utilizîndu-se scrierea și sistemele de unități raționalizate, relația (1) se întîlnește sub forma [18], [19]:

$$J_{(R)} = B - \mu_{0(R)} H_{(R)} \quad (1')$$

în care:

$$H_{(R)} = \frac{H}{4\pi}, \quad \mu_{0(R)} = 4\pi\mu_0 \text{ și } J_{(R)} = 4\pi J. \quad (1'')$$

In sistemul MKSA (raționalizat), B se măsoară tot în $\frac{\text{Wb}}{\text{m}^2}$, H se măsoară în $\frac{\text{Asp}}{\text{m}}$ iar $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$.

In lucrările de electrotehnică teoretică din ultimul timp [16], [20], [21] și chiar în cîteva publicații de specialitate [3], [4], denumirea de intensitate de magnetizare (sau magnetizare) se acordă mărimii $\frac{J}{\mu_0}$:

$$J' = \frac{J}{\mu_0} = \frac{\frac{B}{\mu_0} - H}{4\pi} \text{ formă nerațională} \quad (2)$$

sau

$$J'_{(R)} = \frac{J_{(R)}}{\mu_{0(R)}} = \frac{B}{\mu_{0(R)}} - H_{(R)} \text{ formă rațională} \quad (2')$$

în care pentru inducția magnetică, cîmp magnetic și permeabilitate magnetică se folosesc unitățile indicate pentru formula (1), respectiv (1').

Se observă din (2) și (2') că $J'_{(R)} = J'$.

Pentru a diferenția ca denumire noțiunile J și J' s-a propus în unele țări [21]:

— Pentru mărimea definită de relația (1), respectiv (1') denumirea de *polarizație magnetică* și notarea cu litera J. Mărimea $4\pi J$ din (1) sau $J_{(R)}$ din (1') este de natura unei inducții magnetice. Din acest motiv s-au făcut unele propuneri ca mărimea $J_{(R)}$ să se noteze cu B_i (inducție intrinsecă). Momentul magnetic, M_m, care servește la definirea lui J, provine din raportul între momentul mecanic și cîmpul magnetic exterior — H — care acționează asupra magnetului [15], [20], [21].

— Pentru mărimea definită de relația (2) respectiv (2') denumirea de *intensitate de magnetizare* și notarea cu litera M. Mărimea $4\pi J'$ din (2) sau $J'_{(R)}$ din (2') este de natura unui cîmp magnetic. Din acest motiv s-au făcut și în acest caz propuneri ca mărimea $J'_{(R)}$ să se noteze cu H_i (*cîmp magnetic intrinsec*). Momentul magnetic M'_m care servește la definirea lui J', în același fel în care M_m servește la definirea lui J, provine din raportul între momentul mecanic și inducția exterioară $B = \mu_0 H$, care acționează asupra magnetului, [20], [21].

Se observă că $M'_m = \frac{M_m}{\mu_0}$. (2a)

In lucrarea de față vom considera necesar de a arăta metodele de măsură pentru inducția magnetică, deoarece cele două forme sub care se prezintă curba histerezis sînt:

$$\left.\begin{aligned} B &= f(H) \\ (B - \mu_0 H) &= f(H). \end{aligned}\right\} \quad (2b)$$

Prin urmare, indiferent de denumirea sau notația aleasă, ne interesează mărimea dată de relația (1), respectiv (1') pe care vom continua s-o numim intensitate de magnetizare și s-o notăm cu J.

Expresia $4\pi J = B - \mu_0 H$ (sau $J_{(R)}$) care este de natura unei inducții magnetice se măsoară prin aceleași metode, cu următoarea observație:

— In cazul cînd elementul indicator al aparatului acționează sub influența bobinei de magnetizare, cu sau fără proba de material, se măsoară inducția B.

— In cazul elementul indicator al aparatului acționează numai sub influența bobinei de magnetizare, cu proba de material, rămînînd nemișcat în cazul cînd proba lipsește din bobină, se măsoară $4\pi J$*).

Se vor enumera mai jos metodele de măsurare pentru care s-au realizat aparate de laborator sau industriale.

3.1. **Metoda inductivă balistică.** Măsurarea inducției magnetice cu galvanometrul balistic este foarte exactă și exclusiv utilizată în încercările de laborator.

Galvanometrul balistic este legat la bornele unei mici bobine b_2 de w_2 spire înfășurate peste proba de material magnetic (fig. 1 și 3). Dacă rezistența totală a circuitului galvanometrului este R, constanta galvanometrului C_g, variația de flux produsă în acest circuit $\Delta\varphi$, iar deviația aparatului α, se obține:

$$\alpha \cdot C_g = Q = w_2 \frac{\Delta\varphi}{R} \quad (3)$$

în care Q este sarcina electrică indusă în galvanometrul balistic [1], [2].

Prin urmare, variația de inducție măsurată este:

$$\Delta B = \frac{\Delta\varphi}{S} = C_g \frac{R\alpha}{w_2 S} \quad (4)$$

în care S este secțiunea probei.

Folosind sistemul practic de unități M K S A, se măsoară: R în Ω, S în m^2, w_2 spire, C_g în $\frac{\text{C}}{\text{mm}}$ și α în mm.

*) Pentru clarificarea acestor noțiuni, a se vedea cap. 3.1 și 3.4.

Dacă variația se face între $B_1 = 0$ și $B_2 = B$, atunci :

$$B = C_g \frac{R\alpha}{w_2 S}. \qquad (4')$$

Aparatele realizate pentru măsurarea inducției B se bazează pe metoda inelului sau a jugului.

In aparatul din fig. 1, proba are forma unui inel, peste care este înfășurată uniform o bobină de magnetizare, b_1, cu w_1 spire prin care trece

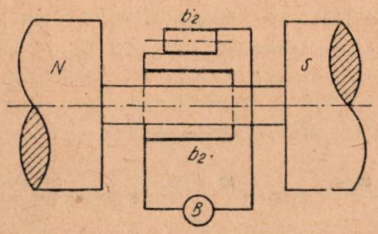


Fig. 7. Măsurarea inductivă a mărimii $4\pi J$ cu ajutorul unei bobine compensatoare b'_2 montată în serie electrică și opoziție magnetică cu bobina b_2.

un curent i ce poate fi reglat cu ajutorul unui reostat R_1. Peste această înfășurare este așezată bobina b_2 cu w_2 spire. Pentru o variație a curentului i, deci a cîmpului magnetizant, galvanometrul înregistrează o variație ΔB.

In fig. 3, bobina b_2 a galvanometrului este înfășurată direct pe probă, care este magnetizată cu ajutorul bobinei b_1.

Se observă că în formula (4) toate mărimile pot fi ușor determinate prin măsura directă, afară de constanta C_g. Pentru etalonarea balisticului se utilizează mai multe metode, dintre care cele mai importante sînt : tararea cu un condensator etalon, un solenoid etalon, un etalon de inductanță mutuală [20].

Pentru măsurarea mărimii $4\pi J$ se leagă bobina de măsură b_2 cu w_2 spire (fig. 7) în serie electrică și opoziție magnetică cu o bobină de compensare b'_2 cu w'_2 spire, așezate chiar deasupra probei în același cîmp H. Realizîndu-se constructiv relația $Sw_2 = S'w'_2$, se obține.

$$Q = w_2 \frac{\Delta\varphi}{R} = w_2 \frac{B \cdot S}{R} \qquad (4a)$$

și

$$Q' = w'_2 \frac{\Delta\varphi'}{R} = w'_2 \frac{\mu_0 H \cdot S'}{R} \qquad (4b)$$

în care :

Q este sarcina indusă în bobina b_2 ;
Q' — sarcina indusă în bobina b'_2 ;
R — rezistența totală a circuitului galvanometric ;
H — cîmpul magnetizat între polii jugului ;
S — secțiunea bobinei b_2 ;
S' — secțiunea bobinei b'_2.

Galvanometrul balistic înregistrează o sarcină electrică reazultantă Q_r :

$$Q_r = Q - Q' = \frac{w_2 S}{R}(B - \mu_0 H). \qquad (5)$$

Prin urmare, sarcina electrică, deci deviația aparatului este proporțională cu $4\pi J$.

Măsurătorile cu galvanometrul balistic se execută foarte încet. Timpul între două indicații succesive este 1—3 minute, deoarece aparatul necesită de fiecare dată întoarcerea la zero.

Pentru a micșora durata măsurătorilor se utilizează fluxmetrul, care însumează singur deviațiile corespunzătoare variațiilor succesive de flux [2] ,[22].

3.2. **Metoda inductivă a generatorului de măsură.** O mică bobină plată, antrenată de un mic motor sincron, execută o mișcare de rotație în jurul unui ax perpendicular pe inducția B, în întrefierul creat în circuitul magnetic al probei. F.e.m. indusă în bobină este proporțională cu fluxul din întrefier ;

$$E = K_f \cdot E_{med} = K_f \cdot \frac{2}{\pi} E_{max} = K_f \cdot \frac{2}{\pi} \cdot w \cdot \omega \cdot \varphi_{max} =$$

$$= 4K_f w \cdot n \cdot \varphi_{max} \qquad (6)$$

în care

K_f este factorul de formă egală cu 1,11 pentru sinusoidă ;
E_{med} — valoarea medie a f.e.m. pe jumătate de perioadă ;
$E_{med} = \frac{2}{\pi} E_{max}$ în cazul sinusoidei ;
E_{max} — valoarea maximă a f.e.m. ;
w — numărul de spire al bobinei ;
n — viteza de rotație în rot/s ;
φ_{max} — fluxul maxim care străbate bobina.

F.e.m. eficace măsurată cu un voltmetru electromagnetic [22] este proporțională cu fluxul, deci cu inducția B. Metoda nu este prea exactă, deoarece nu se cunoaște precis valoarea lui K_f, iar aparatul utilizat avînd un consum propriu apreciabil, nu indică valoarea exactă a f.e.m.

Se poate măsura mai exact valoarea f.e.m cu. un aparat magnetoelectric (un milivoltmetru) conform celor expuse la cap. 4.3.

O altă realizare a acestui aparat [1], [2] constă din rotirea unui disc de fier între polii creați în jugul aparatului (fig. 8). Discul este acționat de un mic motor de viteză constantă (circa 1450 rot/min), montat pe un ax de cupru, iar o bandă de cupru este înfășurată pe periferia lui. Periile care culeg f.e.m. indusă alunecă pe ax și pe bandă. F.e.m. a acestul mic generator unipolar are valoarea :

$$E = B_a \cdot \pi \cdot r^2 \cdot n \qquad (7)$$

în care :

B_a este inducția magnetică în întrefier ;
r — raza discului ;
n — viteza de rotație a discului în rot/s.

F.e.m. este proporțională cu inducția în aer și bineînțeles și cu cea din magnet, deoarece fluxul este constant în tot circuitul magnetic.

Milivoltmetrul conectat în circuitul periilor este etalonat direct în unități de inducție pentru

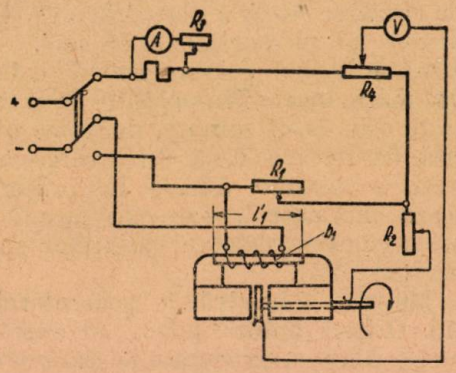


Fig. 8. Aparat pentru ridicarea curbei de demagnetizare $B = f(H)$ sau $4\pi J = f(H)$. H se deduce din calcul. B sau $4\pi J$ se măsoară prin metoda generatorului de măsură.

o anumită secțiune a probei. Pentru orice altă secțiune se realizează același raport între E și B și cu ajutorul rezistenței R_2.

Dacă în circuitul milivoltmetrului este introdusă rezistența R_4, se măsoară valoarea $4\pi J$ în loc de valoarea B. Într-adevăr, tensiunea la bornele lui R_4 este proporțională cu curentul de demagnetizare i, deci cu cîmpul magnetizant H. Această tensiune se compune cu tensiunea

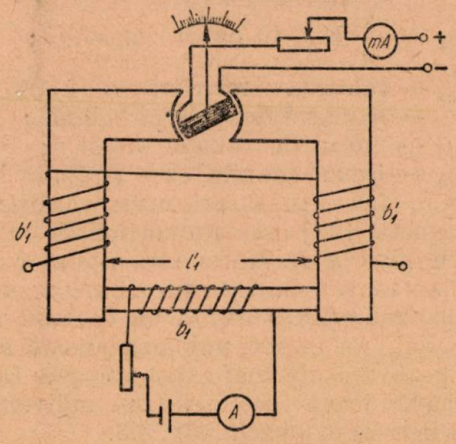


Fig. 9. Aparat pentru ridicarea curbei de demagnetizare $B = f(H)$. H se deduce din calcul (pentru magnetizare se leagă în serie bobina b_1 cu cele două bobine b'_1; pentru demagnetizare se utilizează numai b_1). B se măsoară prin metoda electrodinamică.

proporțională B, iar rezultanta lor va fi proporțională cu $4\pi J$. Rezistența R_4 se reglează astfel, încît dacă lipsește proba din bobină ($J = 0$). milivoltmetrul să indice zero.

3.3. **Metoda electrodinamică**. In întrefierul format în circuitul magnetic al probei (fig. 9) se găsește o bobină parcursă de curentul continuu i. [14]. Deviația α a bobinei este proporțională cu inducția magnetică B, deoarece la echilibru se poate scrie următoarea relație între cîmpul activ $M_a = w\varphi_m i$ și cuplul rezistent $M_r = C\alpha$:

$$w.\varphi_m i = C\alpha \qquad (8)$$

în care:

w este numărul de spire al bobinei;
φ_m — fluxul maxim ce trece prin bobina;
C — constanta echipajului mobil.

Fluxul φ_m considerat constant în circuitul magnetic, este proporțional cu inducția B din probă. Pentru a se etalona direct scala aparatului în unități de inducție pentru orice secțiune de probă, este suficient să se păstreze constant produsul dintre curent și secțiunea probei. Intr-adevăr, din relația (8):

$$\alpha = \frac{w\varphi_m}{C} i = \frac{w\ B\ S}{C} i = \frac{w\ B\ S'}{C} i' \qquad (8a)$$

în care:

S și S' sînt secțiunile la două probe diferite;
i și i' — curenții din bobina b;
B — inducția magnetică de măsurat.

Rezultă: $Si = S'.i'$

In aparatul din fig. 10, bobina mobilă b_m din întrefierul coloanei mijlocii, servește la măsura mărimii $4\pi J$. Acest aparat [12] este format din două juguri identice în formă de E. Pe fiecare din ele sînt înfășurate cîte două bobine b_1. Cele patru bobine sînt identice, legate în serie electrică și opoziție magnetică, astfel încît în lipsa

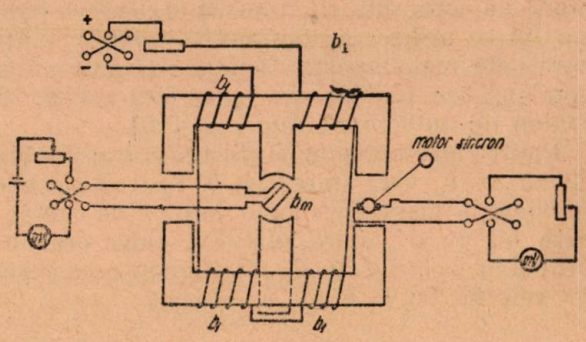


Fig. 10. Aparat pentru ridicarea curbei de demagnetizare $4\pi J = f(H)$. H se măsoară prin metoda generatorului de măsură; $4\pi J$ se măsoară prin metoda electrodinamică sau a generatorului de măsură.

probei, fluxul din coloana mijlocie să fie nul, deci indicația aparatului să fie zero.

Dacă se introduce proba în coloana din dreapta se pot scrie următoarele relații asupra circuitului magnetic (fig. 11) prin aplicarea legilor Kirchhoff;

$$\left.\begin{aligned} \varphi_3 &= \varphi_1 - \varphi_2 \\ \mathfrak{F} &= \varphi_1 \mathfrak{R}_1 + \varphi_3 \mathfrak{R}_3 \\ \mathfrak{F} &= \varphi_2 \mathfrak{R}_2 - \varphi_3 \mathfrak{R}_3 \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

în care :

φ_1, φ_2, φ_3 sînt cele trei fluxuri ;

$\frac{\mathcal{F}}{2}$ f.m.m. a unei bobine ;

$\mathfrak{R}_1$, $\mathfrak{R}_2$, $\mathfrak{R}_3$, reluctanțele celor trei ramuri ale circuitului.

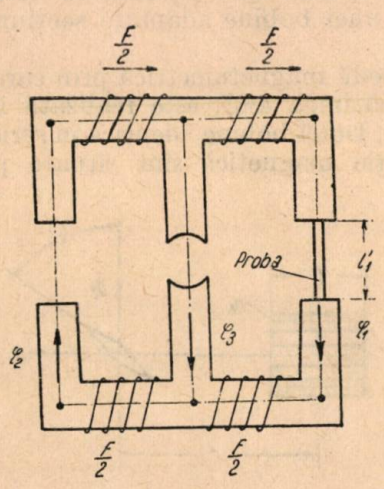


Fig. 11. Circuitul magnetic (inclusiv probă) al aparatului din fig. 10.

Notînd cu :

l_1 — lungimea medie a fierului jugului ramurii *1*, respectiv, *2* ;

l'_1 — lungimea medie a întrefierului ramurii *1* respectiv *2* ;

l_3 — lungimea medie totală a ramurii *3* ;

S_1 secțiunea ramurii *1*, respectiv *2* ;

S'_1 — secțiunea barei magnetice ;

S_3 — secțiunea ramurii 3 ;

μ_j — permeabilitatea jugului ;

μ_m — permeabilitatea magnetului ;

μ_0 — permeabilitatea aerului ;

se obține :

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{l_1}{\mu_j S_1} + \frac{\frac{l'_1}{\mu_0 (S_1 - S'_1)} \cdot \frac{l'_1}{\mu_m S'_1}}{\frac{l'_1}{\mu_0 (S_1 - S'_1)} + \frac{l'_1}{\mu_m S'_1}} \qquad (10)$$

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{l_1}{\mu_j \cdot S_1} + \frac{l'_1}{\mu_0 S_1} \qquad (11)$$

$$\mathfrak{R}_3 = \frac{l_3}{\mu_j \cdot S_3} . \qquad (12)$$

Notînd cu H'_1 cîmpul magnetic (în aer și magnet) dintre polii întrefierului ramurii *1*, se obține din legea 1 Kirchhoff :

$$\varphi_1 = \varphi'_1 + \varphi''_1 = H'_1 \mu_m S'_1 + H'_1 \mu_0 (S_1 - S'_1) . \qquad (13)$$

Din relațiile (9), (10), (11), (12), (13), se obține valoarea fluxului φ_3 :

$$\varphi_3 = \frac{l'_1 \cdot S'_1}{\mu_0 S_1 \left[\frac{l_1}{\mu_j \cdot S_1} + \frac{l'_1}{\mu_0 S_1} - 2 \frac{l_3}{\mu_j S_3} \right]} [H'_1 \mu_m - H'_1 \mu_0] = \frac{4\pi J}{\frac{C_a}{l'_1} + 1} S'_1 \qquad (14)$$

în care C_a este o constantă a aparatului și $(H'_1 \mu_m - H'_1 \mu_0)$ este tocmai o relație de forma $(B - \mu_0 H) = 4\pi J$.

Prin urmare deviația α conform relațiilor (8) și (14) va fi :

$$\alpha = \frac{w \varphi_3}{C} i = \frac{w}{C} \cdot \frac{S'_1}{\left(\frac{C_a}{l'_1} + 1 \right)} 4\pi J \cdot i . \qquad (14a)$$

Scala aparatului este valabilă pentru toate valorile $4\pi J$, dacă

$$i = \frac{C \left[\frac{C_a}{l'_1} + 1 \right]}{w \cdot S'_1} . \qquad (14b)$$

Valorile constantelor C și C_a se pot aprecia ținînd seama de dimensiunile aparatului. Dar ele se pot calcula corect, măsurînd cîteva bare de dimensiuni diferite și același material, pentru care reglăm curentul i, astfel încît să obținem aceleași indicații.

Valorile curentului i în funcție de secțiunea S_1 (variază între 2 și 20 cm²) sînt reprezentate sub formă de curbe pentru o anumită lungime l'_1 (variază între 3 și 12 cm) [12].

Același aparat este realizat și în altă variantă ; valoarea $4\pi J$ se măsoară prin metoda generatorului de măsură de la pct. 3.2., introducînd în locul bobinei mobile parcurse de curent o mică bobină rotită de un mic motor sincron [23]. In acest din urmă caz, etalonarea aparatului se face cu ajutorul unui galvanometru balistic pentru probe de diverse secțiuni sau lungimi.

Un alt aparat pentru măsurarea mărimii $4\pi J$, este aproape identic din punct de vedere al circuitului magnetic cu cel din fig. 9. Dar pentru a măsura $4\pi J$ și nu B, bobinele de magnetizare b'_1 sînt înlocuite cu două bobine compensatoare legate în serie electrică și opoziție magnetică cu b_1 [22]. In acest caz compensarea este realizată dacă în lipsa probei aparatul indică zero, ceea ce echivalează cu condiția :

$$w \cdot S = w' \cdot S' \qquad (14c)$$

în care :

S este secțiunea probei ;

S' — secțiunea jugului ;

w — numărul de spire al bobinei b_1 ;

w' — numărul de spire al bobinei b'_1 .

Dintr-un calcul al circuitului magnetic similar cu cel precedent, rezultă că fluxul care acționează bobina mobilă este :

$$\varphi = C_a \frac{l'_1}{\mu_0} 4\pi J \qquad (14d)$$

în care C_a este constanta aparatului și l'_1 este lungimea probei magnetice.

3.4. **Metoda magnetometrică.** Echipamentul mobil pentru indicarea inducției B constă dintr-un mic ac magnetic menținut în poziție fixă de exemplu de un resort (fig. 12). Acest ac magnetic

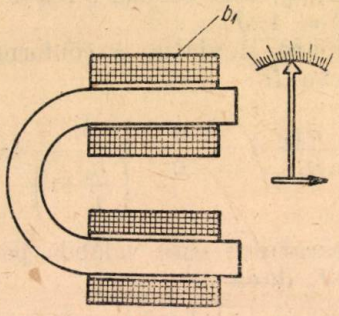


Fig. 12. Aparat pentru determinarea forței coercitive H_c ($B = 0$) prin metoda magnetometrică.

este așezat în fața unei probe în formă de potcoavă, pe care sînt înfășurate bobinele de magnetizare [1] [8].

Aceeași metodă poate fi folosită și în cazul probelor drepte magnetizate de un solenoid [8]. In acest caz, inducția B dată de probă și inducția terestră B_t care acționează simultan asupra acului magnetic trebuie să fie perpendiculare. Deviația acului magnetic este α, conform relației :

$$B = B_t \operatorname{tg}\alpha. \qquad (15)$$

B_t în punctul unde se face măsurătoarea fiind cunoscut, se deduce valoarea lui B [2], [3], [18]. Din această valoare se poate calcula momentul magnetic M_m sau intensitatea de magnetizare J, făcînd următoarele considerații :

Inducția magnetică produsă la o distanță mare r de un pol magnetic este :

$$B_p = \frac{\varphi}{4\pi r^2} \qquad (16)$$

deoarece fluxul φ se repartizează uniform.

Inducția magnetică dată de probă (dipol magnetic) (fig. 13), este :

$$B = \frac{\varphi}{4\pi}\left[\frac{1}{\left(r-\frac{l}{2}\right)^2} + \frac{1}{\left(r+\frac{l}{2}\right)^2}\right]. \qquad (17)$$

Dacă $l \ll r$ și $M_m = \frac{\varphi l}{4\pi}$ [15], atunci

$$B = \frac{2M_m}{r^3}. \qquad (18)$$

Prin urmare din valoarea lui B se calculează M_m și prin împărțirea lui M_m la volumul probei, se calculează J.

Metoda magnetometrică pentru determinarea lui B este puțin exactă, deoarece acul magnetic este influențat și de fluxul, care trece între probă și spirele bobinei, ceea ce necesită construirea unei bobine adaptate secțiunii fiecărei probe.

O metodă magnetometrică prin care se indică direct mărimea $4\pi J$, este realizată în fig. 14 [8] [22]. Două bobine identice în serie electrică și opoziție magnetică sînt situate pe aceeași

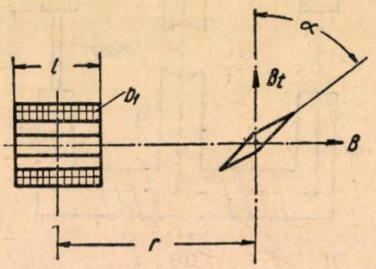


Fig. 13. Aparat pentru determinarea forței coercitive H_{cj} ($4\pi J = 0$) prin metoda magnetometrică.

axă perpendiculară pe meridianul magnetic ; cînd proba magnetică este introdusă într-una din bobine, acul deviază sub acțiunea unui flux rezultant.

$$\varphi = \mu H S + \mu H(S' - S) - \mu_0 H S' = (\mu H - \mu_0 H)S = 4\pi J S \qquad (19)$$

în care :

H este cîmpul magnetic al unei bobine ;
S' — secțiunea magnetului ;
S — secțiunea bobinei ;
μ — permeabilitatea magnetului ;
μ_0 — permeabilitatea aerului.

Acest aparat are o mare sensibilitate, fiind chiar foarte expus deteriorărilor la trepidații mecanice și influenței cîmpurilor străine.

De multe ori, acul magnetic este înlocuit cu un sistem electrodinamic, format dintr-o bobină

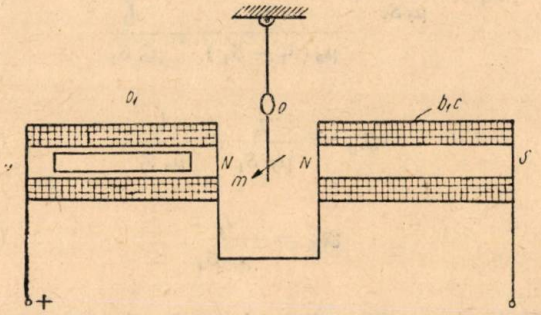


Fig. 14. Aparat pentru determinarea valorii intensității de magnetizare J.

mobilă parcursă de curent deoarece i se poate regla sensibilitatea prin variația curentului [1], [8].

Inducția magnetică se mai poate măsura și din forța de atracție a magneților [8]. Totuși, aparatele bazate pe această construcție sînt prea sensibile pentru a fi utilizate ca aparate industriale.

4. Metode de măsurare a cîmpului magnetic

Cîmpul magnetic H se determină prin următoarele metode :

4.1. Metoda de calcul din curentul bobinei de magnetizare. 4.1.1. Cînd proba are *formă inelară* (fig. 1), notînd cu i curentul, cu w numărul de spire al bobinei de magnetizare, cu l'_1 lungimea liniei de forță medie a probei, valoarea cîmpului H în proba este dată de cîmpul H_b produs de bobină :

$$H = H_b = \frac{4\pi w_1 i}{l'_1}. \qquad (20)$$

Cînd inelul are un întrefier mic Δl, cîmpul magnetic în probă devine :

$$H = \frac{4\pi w_1 i}{\left(\frac{l'_1 - \Delta l}{\mu S} - \frac{\Delta l}{\mu_0 S}\right)\mu S} \qquad (21)$$

în care :

μ este permeabilitatea magnetului ;
μ_0 — permeabilitatea aerului.

Spre simplificarea calculului [2] s-a considerat secțiunea S constantă în tot circuitul magnetic :

Se observă din (20) și (21) :

$$H = H_b - \frac{\Delta l}{l'_1}(\mu_r - 1) = H_b - \frac{\Delta l}{l'_1}\left(\frac{B}{\mu_0 H} - 1\right) \qquad (22)$$

în care $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = \frac{B}{\mu_0 H}$. (22a)

Din relațiile (1) și (22) se deduce :

$$H = H_b - 4\pi \frac{\Delta l}{\mu_0 l'_1} J. \qquad (23)$$

Valoarea factorului demagnetizant al unui circuit inelar cu întrefier este în formă generală [15].

$$N' = 4\pi \frac{S l_0 \sigma}{(S_0 l + S l_0 \sigma)\mu_0} \qquad (23a)$$

iar pentru $S = S_0$, $\sigma = 1$, $l_0 = \Delta l$, $l = l'_1 - \Delta l$, în cazul circuitului considerat, devine :

$$N' = 4\pi \frac{\Delta l}{l'_1 \mu_0}. \qquad (24)$$

Din relațiile (23) și (24) se deduce :

$$H = H_b - N' J. \qquad (25)$$

Prin urmare termenul $N'J$ care este de natura unui cîmp demagnetizant, micșorează cîmpul magnetizant H_b în cazul existenței unui întrefier. Curentul i va trebui să fie mai mare, decît în cazul unui circuit perfect închis pentru a obține aceeași valoare H_{max} de magnetizare în materialul magnetic. Pentru $i = 0$ datorită cîmpului demagnetizant $N'J$, magnetismul remanent real se micșorează la valoarea magnetismului remanent aparent. Cînd curentul este inversat, termenul $N'J$ se adaugă cîmpului demagnetizant.

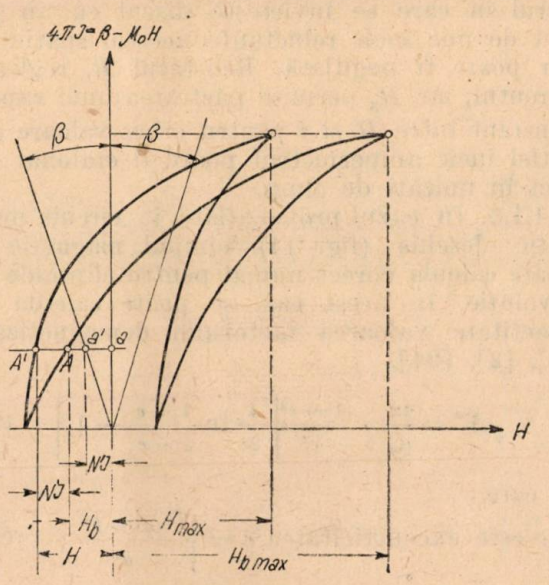


Fig. 15. Corecția curbei $4\pi J = f(H)$ în cazul calculului cîmpului magnetic din valoarea curentului bobinei de magnetizare.

Dacă se trasează curba histerezis a unui circuit cu întrefier în funcție de H calculat din relația (20), se construiește o dreaptă cu înclinarea β față de axa ordonatelor dată de $\operatorname{tg}\beta = \frac{N'}{4\pi}$ și se reduce fiecare valoare a cîmpului magnetic cu lungimea segmentului cuprins între această dreaptă și axa ordonatelor (fig. 15).

Pentru calculul cîmpului magnetic H_b, dat de o bobină finită se poate folosi lucrarea [6].

4.1.2. Cînd proba are *formă de bară* și este prinsă într-un jug de fier moale (fig. 2 și 3) cîmpul H este dat de expresia :

$$H = \frac{4\pi w i}{\left(\frac{l'_1}{\mu S} + \mathfrak{R}_j + \mathfrak{R}_a\right) S\mu} \qquad (26)$$

în care :

l'_1, S și μ sînt caracteristicile probei ;

$\mathfrak{R}_j$ și $\mathfrak{R}_a$ — reluctanțele jugului și întrefierului format între suprafețele de contact proba-jug.

Se vede că și expresia (26) poate fi pusă sub forma (25) dar N' este greu de calculat. Cînd

$\mathfrak{R}_a$ și $\mathfrak{R}_f$ sînt mici în comparație cu $\frac{l'_1}{\mu S}$, cîmpul poate fi calculat tot din relația (20). Constructiv, această condiție se poate realiza prin alegerea unui material de permeabilitate mare și a unei secțiuni mari pentru jug, precum și prin prelucrarea foarte îngrijită a capetelor probei (fig. 9).

Acesta este și cazul aparatului din fig. 8 în al cărui circuit magnetic mai intervine și întrefierul în care se învîrtește discul cu un joc atît de mic încît reluctanța acestui spațiu de aer poate fi neglijată. Reostatul R_1 reglează curentul, iar R_3 permite păstrarea unui raport constant între H și i pentru orice valoare l'_1, astfel încît ampermetrul poate fi etalonat direct în unități de cîmp.

4.1.3. In cazul probei aflate în circuit magnetic deschis (fig. 14), cîmpul magnetic se poate calcula corect numai pentru elipsoide de revoluție. In acest caz, se poate calcula cu exactitate valoarea factorului demagnetizant [1], [2], [24].

$$N' = \frac{4\pi}{\mu_0} \cdot \frac{1-e^2}{e^2}\left[\frac{1}{2e}\ln\frac{1+e}{1-e} - 1\right] \qquad (27)$$

în care :

e este excentricitatea $e = \sqrt{\frac{a^2-b^2}{a^2}}$; (27a)

$2a$ — axul mare al elipsei de revoluție ;
$2b$ — axul mic al elipsei de revoluție.

Cîmpul se calculează din expresia (25). Pentru celelalte forme citate la cap. 1.1.3 se dau coeficienți de corecție în funcție de diversele rapoarte $\frac{a}{b}$, [1].

4.2. **Metoda inductivă.** Metodele de măsurare directe sînt preferabile calculului cîmpului H în cazul încercărilor industriale, în care circuitele

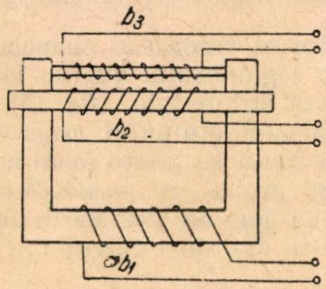


Fig. 16. Permeametru :
b_1 — bobină de magnetizare ; b_2 — bobină pentru măsurarea lui B ; b_3 — bobină pentru măsurarea lui H.

magnetice realizate au formele de la cap. 1,1,2 și 1,1,3, deoarece nu impun determinarea factorului demagnetizant.

Cînd proba se găsește într-un cîmp perfect omogen, cu linii de forță paralele, cîmpul se măsoară cu o bobină tangențială b_3 față de probă (fig. 16).

In cazul obișnuit al permeametrelor sub formă de juguri cîmpul se măsoară cu potențiometrul magnetic sau cu măsurătorul de tensiune magnetică [5] [6] [8] [14] (fig. 3, 17). Acest aparat este format dintr-o bobină cu multe spire uniform repartizate pe un cordon izolant. Extremitățile înfășurării sînt scoase la mijlocul cordonului și legate la un galvanometru balistic.

Tensiunea magnetică între două puncte [2] [20] pe care se aplică capetele bobinei potențiometrului este :

$$V_{AB} = \int_B^A \mathbf{H}\cdot d\mathbf{l}\cdot\cos(\mathbf{H},d\mathbf{l}) = \frac{\Delta\varphi}{S_p\cdot w_p\cdot\mu_0} = \frac{R\cdot Q\cdot}{S_p w_p\mu_0} = \frac{RC_g\,\alpha}{S_p w_p\mu_0} \qquad (28)$$

în care :

$\mathbf{H}$ este cîmpul magnetic într-un punct al axului bobinei ;
S_p — secțiunea bobinei potențiometrului ;
w_b — numărul de spire al bobinei potențiometrului pe unitatea de lungime ;
$d\mathbf{l}$ — un element de lungime al bobinei ;
$\Delta\varphi$ — variația de flux produsă în general prin scoaterea potențiometrului din cîmp ;
Q — sarcina electrică indusă în galvanometru ;
R — rezistența totală a circuitului ;
C_g — constanta galvanometrului.

Etalonarea galvanometrului se face tot prin una din metodele citate la cap. 3.1. [20].

Utilizînd potențiometrul ca o bobină tangențială, cîmpul H este :

$$H = \frac{V_{AB}}{l} \qquad (29)$$

în care :

V_{AB} are valoarea din expresia (28) ;
l este lungimea măsurată între capetele potențiometrului.

In cazul utilizării potențiometrului de construcție rigidă, semicirculară, (fig. 3) se utilizează o metodă de etalonare indicată în lucrarea [6].

4.3. **Metoda inductivă cu generator de măsură.** O mică bobină plată, antrenată de un mic motor sincron (fig. 10) execută o mișcare de rotație în jurul unui ax perpendicular pe cîmpul H. Capetele bobinei sînt legate la un mic colector, de unde tensiunea continuă preluată de perii este măsurată cu un milivoltmetru. Indicația obținută este proporțională cu fluxul din aer, respectiv cu cîmpul H, iar aparatul este etalonat

în prealabil în cîmpuri magnetice cunoscute. Această metodă indică și direcția cîmpului prin

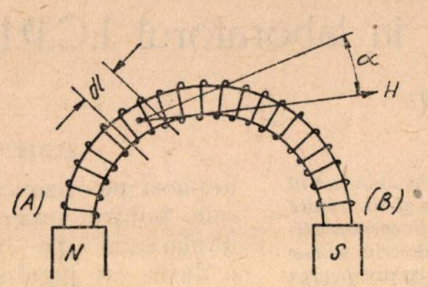


Fig. 17. Potențiometrul magnetic.

poziția periilor pe colector, pentru care tensiunea este maximă [12] [22].

4.4. **Alte metode utilizate pentru determinarea cîmpului magnetic.** Un sistem electrodinamic menținut în poziția perpendiculară pe cîmp, poate indica valoarea lui cu precizie numai în cazul cîmpurilor mici. Intr-adevăr, din cauza materialelor feromagnetice sau chiar paramagnetice utilizate în construcția sistemelor mobile, se obțin indicații incorecte în cazul cîmpurilor peste 500 Oe [4] [12].

Măsura cu spirala de bismut utilizată pentru cîmpuri magnetice mari, nu este sensibilă pentru $H < 1\,000$ Oe, deci nu poate fi luată în considerare la aparatele de încercare pentru magneții permanenți [4].

Concluzii

Metodele cele mai precise pentru măsura mărimilor B, J și H sînt metodele inductive balistice, iar pentru cîmpul H se mai poate face o determinare precisă prin calcul în cazul metodei inelului (circuit închis) sau elipsoidului (circuit deschis). Celelalte metode : generator de măsură, electrodinamică, magnetometrică, sînt mult mai rapide și dau rezultate industriale bune.

Condiții suplimentare necesare la executarea încercărilor sînt : realizarea constructivă corectă a circuitului magnetic, utilizarea de aparate de măsură precise și eliminarea erorilor provenite din influențe magnetice sau mecanice exterioare.

Bibliografie:

[1] *Picou R. V.* : Les aimants. Calcul et application. Ed. Dunod, Paris 1936.
[2] *Spreadbury F. G.* : Permanent magnets. Ed. I. Pittman, London 1949.
[3] *Fischer J.* : Abriss der Dauermagnetkunde. Springer Verlag Berlin Gottingen Heidelberg 1949.
[4] *Neumann H.* : Messung der Gleischstrommagnetisierungskurve und der Hysteresisschleife A.T.M. 1955 V 951—1.
[5] *Neumann H.* : Entmagnetisierungskurve und reversible Permeabilität von Dauermagneten, ATM (1937) V 956—2.
[6] *Popescu C.* : Măsurători de magneți permanenți în laboratorul ICPET. Electrotehnica ASIT nr. 9/56.
[7] *Neumann H.* u. *Zumbusch W.* : Ein neues Verfahren zur Bestimmung der wahren Remanenz von Dauermagneten. Veröffentlichungen aus dem Siemens-Werken Ed. J. Springer Berlin 1940.
[8] *Neumann H.*: Messung der Koerzitivkraft Hc ATM (1939) V 957—1 și 2.
[9] *Steinert E.* : Mess- und Prüfgeräte für Dauermagnete, Radio-Technik 25 (1949) pag. 255—258.
[10] *Brion G.* u. *Vieweg V.* : Starkstromtechnik. Ed. I. Springer, Berlin 1933.
[11] * * * VEB Keramische Werke Hermsdorf : Maniperm, ein Oxidkeramischer Dauermagnetwerkstoff. Ausgabe, Februar 1956, pag. 16.
[12] *Stäblein F.* u. *Steinitz R.* : Ein neuer Doppeljoch-Magnetstahlprüfer, Stahl u. Eisen (1935), pag. 129—135.
[13] *Lange H.* : Entmagnetisierungsfaktor und ideale Induktionskurve verschiedener Probenformen. Z. techn. Phys. 11 (1930) p. 260.
[14] *Neumann H.* : Guttezifer permanenter Magneten. ATM (1932) V 956—1.
[15] *Hortopan V.* : Stabilirea caracteristicilor magneților permanenți. Electrotehnica IV (1956), pag. 163—171.
[16] *Neiman I. R.* și *Kalantarov P. L.* : Bazele teoretice ale electrotehnicii, partea I (trad. din limba rusă). Ed. Energetică de Stat, Buc. 1955.
[17] *Zaimovschi A. S.* și *Usov V. V.* : Metale și aliaje electrotehnice (trad. din l. rusă). Ed. Energetică de Stat 1952.
[18] *Pohl R. W.* : Einführung in die Elektrizitätslehre. Ed. J. Springer, Berlin, 1943.
[19] *Crug C. A.* : Bazele electrotehnicii (trad. din l. rusă) vol. I. Ed. Tehnică, București, 1952.
[20] * * * Manualul inginerului electrician, vol. I. Ed. Tehnică, Buc. 1953, pag. 171, 246, 585—595.
[21] * * * A.E.F. Entwurf DIN 1325 : Magnetisches Feld, Begriffe, ETZ, Ausgabe A, 77 (1956) Heft 8 pag. 251—254.
[22] *Baida L. L.* și a. : Curs general de măsuri electrice (trad. din l. rusă). Of.dePresă, Edit. și Documentare MEEIE, 1952.
[23] *Nietsche G.* : Ein neuer Magnetprüfer, AEG, Mittl. 1937, pag. 384—386.
[24] *Răduleț R.* : Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. I. Ed. Inst. Politehn. Buc. 1953.

ИЗМЕРЕНИЕ ВЕЛИЧИН B, j, H ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Резюме

Анализируются методы измерения магнитных величин B, j, H, — постоянных магнитов. Для магнитной индукции указываются методы: индуктивный, баллистический, индуктивный с измерительным генератором, электродинамический и магнитометрический.

Для измерения магнитного поля указываются методы: расчетный с током магнетизации, индуктивный с магнитным потенциометром, индуктивный с измерительным генератором.

METHODE ZUR MESSUNG DER GRÖSSEN B, J, H. VON DAUERMAGNETEN

In Form eines Studiums werden die Methoden zur Messung der magnetischen Grössen B, J, H von Dauermagneten analysiert. Anschliessend werden für die magnetische Induktion folgende Methoden vorgeschlagen : die induktive Methode, die ballistische Methode, die induktive Methode mit Messgenerator. die elektrodynamische-wie auch die magnetometrische Methode.

Für die Messung des magnetischen Feldes werden folgende Methoden vorgeschlagen : durch Berechnung mit Hilfe des Magnetisierungstromes, die induktive Methode mit magnetischem Potentiometer und die induktive Methode mit Messgenerator.

Măsurători de magneți permanenți în laboratorul I.C.P.E.T.

Ing. Ch. POPESCU

621.318.2 :621.317.4

Se arată modul în care a fost rezolvată în cadrul Institutului de cercetări și proiectări electrotehnice (I.C.P.E.T.) problema determinării caracteristicilor magneților permanenți. Se descriu sumar aparatele, se dau formulele de calcul cu justificarea lor, cum și cîteva din particularitățile măsurătorilor.

Creșterea continuă în țara noastră a producției electrotehnice și a diversității produselor electrotehnice a determinat utilizarea magneților permanenți pe scară din ce în ce mai largă, fapt ce a dus la necesitatea fabricării magneților turnați și sinterizați la noi în țară. Datorită acestui lucru s-au pus întreprinderilor noastre electrotehnice o serie întreagă de probleme noi atît în legătură cu tehnologia de fabricație, cît și cu utilizarea magneților în diversele produse [1]. Una din aceste probleme este măsurarea diverșilor parametri ce caracterizează magneții. Acești parametri sînt : inducția remanentă B_r, forța coercitivă H_c și energia magnetică maximă sau factorul de calitate $\frac{(BH)_{max}}{8\pi}$ [2]. Cunoașterea mărimilor B_r, H_c, $(BH)_{max}$ este necesară atît pentru a putea compara diversele materiale magnetice obținute, cît și pentru a putea calcula magneții permanenți ce intră în componența diverselor aparate în vederea obținerii unor produse de calitate [2].

Inducția remanentă și forța coercitivă se măsoară, iar factorul de calitate se determină printr-o construcție grafică simplă, cunoscînd curba de demagnetizare a magnetului permanent [2].

Pentru măsurarea inducției remanente și ridicarea curbei histerezis (deci și a curbei de demagnetizare), s-a proiectat și s-a executat în cadrul Institutului de Cercetări și Proiectări Electrotehnice (I.C.P.E.T.) un permeametru tip Neumann, iar pentru măsurarea rapidă a forței coercitive s-a proiectat și s-a executat, tot în I.C.P.E.T., un coercimetru.

In cele ce urmează se va descrie construcția acestor aparate, cum și modul de etalonare și de ridicare a caracteristicilor magneților permanenți cu ajutorul lor.

A. Permeametrul tip Neumann

1. **Construcția aparatului**. Permeametrul tip Neumann, proiectat de tov. ing. D. Mehedinți, este compus (fig. 1) dintr-un circuit magnetic din tole de tablă silicioasă de 0,5 și bobinele de excitație din conductori de Cu E ∅ 1,7 mm.

Circuitul magnetic este constituit din două juguri, unul inferior *b*, fix și altul superior *a*, putîndu-se deplasa cu o cursă de 60 mm pe verticală și de patru piese polare *c* care, se pot deplasa pe orizontală. Piesele polare superioare se deplasează pe verticală o dată cu jugul superior. Cele două bobine de excitație *d*, fiecare avînd cîte 1 000 spire, sînt astfel dimensionate încît pot dezvolta o forță magnetomotoare de 18 000 Asp cînd sînt în serie și de

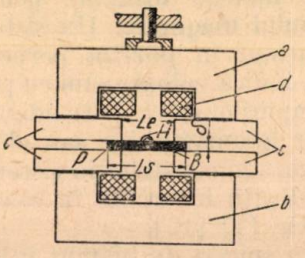


Fig. 1. Permeametrul. Fixarea probelor lungi și subțiri.

36 000 Asp cînd sînt în paralel (timp de 1 minut).

Pe lîngă circuitul magnetic și bobinele de excitație, aparatul mai are dispozitive pentru deplasarea jugului superior, fixarea pieselor polare și un dispozitiv tip pantograf care poartă pe el un potențialometru Rogowschi [4] și asigură extragerea acestuia din cîmpul magnetic.

Bobinele aparatului sînt alimentate de un generator de curent continuu la tensiunea maximă 150 V și intensitatea nominală 27 A.

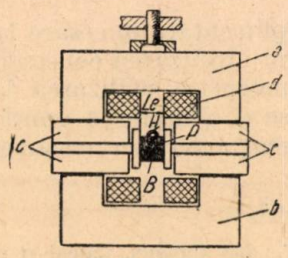


Fig. 2. Permeametrul. Fixarea probelor cu secțiune mare.

2. **Principiul măsurătorilor.** Proba din material magnetic se fixează în aparat așa cum se indică în fig. 1 și 2 după ce s-au înfășurat pe ea 2—10 spire din sîrmă cît mai subțire, realizîndu-se o bobină pe care o vom numi bobina de măsură. Proba astfel montată închide circuitul magnetic al permeametrului.

Curba histerezis se obține prin puncte, măsurîndu-se variațiile de inducție de la o stare de magnetizare apropiată de cea de saturație la punctul dorit și cîmpul în punctul dorit.

Variațiile de inducție se obțin prin variațiile bruște de curent în bobinele permeametrului cu ajutorul unei scheme de automatizare. Ele se măsoară cu ajutorul unui galvanometru balistic conectat la bornele bobinei de măsură.

Pentru a măsura valorile cîmpului în punctele dorite se așază potențialometrul Rogowski pe suprafața probei și apoi extrăgîndu-se rapid potențialometrul de sub influența cîmpului magnetic, se notează deviația la galvanometrul balistic în prealabil conectat la bornele potențialometrului.

3. **Formule de calcul.** *a) Variațiile de inducție* ΔB de la punctul cu stare de magnetizare apropiată de cea de saturație la punctul dorit se determină, după cum am spus mai sus, balistic. Montajul pentru efectuarea măsurii este indicat în fig. 3 în care se iau în considerare conexiunile XX_2 și YY_2. Dacă se notează cu α elongația balisticului, cu R rezistența totală a circuitului de măsurare a balisticului în ohmi, cu K constanta galvanometrului balistic în condițiile experienței exprimată în coulomb/mm, cu s secțiunea probei în m² și cu w_2 numărul de spire al bobinei de măsură, se obține [3]:

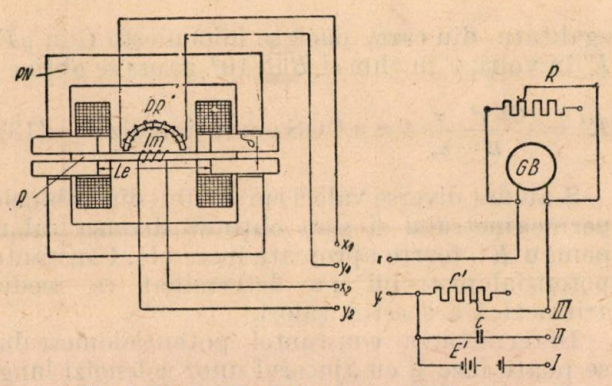


Fig. 3. Permeametrul. Schema de măsură.

PN — permeametru tip Neumann; *PR*-potențialometru Rogowski; *Im* — înfășurarea de măsură; *GB* — galvanometru balistic; *R* — cutia de rezistențe cu fișe 11.111 Ω; *r'* — rezistență reglabilă etalon (în decade) eroare 0,1%; *C* — condensator etalon 2×2 μF eroare 0,2%; *E'* — baterie de acumulatori 12 V; *p* — proba de încercat.

$$\Delta B = \frac{KR\alpha}{w_2 s} \text{ Wb/m}^2. \qquad (1)$$

Constanta K s-a determinat prin tararea balisticului cu ajutorul unui condensator etalon C montat ca în fig. 3.

Dacă se notează cu E' tensiunea bateriei de acumulatori în volți, cu C capacitatea condensatorului în farazi, cu r' valoarea rezistenței pe care se descarcă condensatorul, în ohm cu α_0 deviația galvanometrului la descărcarea condensatorului, se obține:

$$K = \frac{CE'r'}{R\alpha_0} \text{ coulomb/mm [3]} \qquad (2)$$

R și K avînd aceeași semnificație ca în relația (1).

Inlocuind constanta galvanometrului din relația (1) cu expresia din relația (2) se obține:

$$\Delta B = \frac{CE'r'}{w_2 s} \frac{\alpha}{\alpha_0} \text{ Wb/m}^2. \qquad (3)$$

Dacă în relația (3) se înlocuiesc: C în μF, E' în volți, r' în ohm, s în cm² atunci se obține:

$$B = \frac{CE'r'}{w_2 s} \frac{\alpha}{\alpha_0} 10^2 \text{ gauss.} \qquad (4)$$

Tararea galvanometrului balistic se mai poate face și cu ajutorul unui solenoid etalon sau a unui etalon de inductanță mutuală [3].

b) *Valoarea cîmpului* H în punctul dorit se obține tot balistic cu ajutorul potențialometrului Rogowski. Montajul pentru efectuarea măsurătorii este indicat în fig. 3, în care se iau în considerare XX_1 și YY_1.

Dacă se notează cu H cîmpul în probă, cu H_0 cîmpul într-un punct al axului potențialometrului, cu c distanța dintre capetele potențialometrului și cu l lungimea desfășuratei sale, se poate scrie pentru momentul inițial (potențialometrul așezat pe suprafața probei cum se vede în fig. 4):

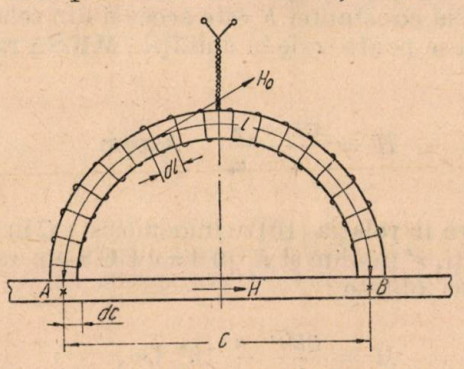


Fig. 4. Potențialometrul Rogowski. Principiul de măsură și al determinării formulei de calcul.

$$\int_B^A H_0 \, dl \cos(\widehat{H_0 dl}) = \int_B^A H \, dc. \qquad (5)$$

De asemenea, se observă că dacă se scoate brusc potențialometrul din cîmpul magnetic se produce în bobină o variație de flux dată de expresia:

$$\Delta\phi = \frac{\mu_0 s}{1} \int_B^A H_0 \, dl \cos(\widehat{H dl}) \text{ [4].} \qquad (6)$$

unde s este secțiunea potențialometrului. Ținînd seama de relația (5) și presupunînd cîmpul H în probă omogen, expresia variației de flux din potențialometru devine :

$$\Delta\phi = \frac{\mu_0 sc}{1} H. \qquad (7)$$

Această variație de flux dă naștere unei cantități de electricitate care dă o elongație α la galvanometrul balistic. Notînd cu w numărul de spire al potențialometrului se obține pentru această variație o expresie analogă relației (1) :

$$\Delta\phi = s\,\Delta B = \frac{KR}{w}\alpha \qquad (8)$$

unde K este constanta balisticului în condițiile experienței.

Din egalitatea relațiilor (7) și (8) se obține :

$$H = \frac{KR}{K'}\alpha \qquad (9)$$

unde K' este constanta potențialometrului și are valoarea :

$$K' = \mu_0 \frac{w\,sc}{1} 4\pi \quad \text{MKSA raționalizat.} \qquad (10)$$

Deoarece tararea galvanometrului balistic s-a făcut tot cu ajutorul condensatorului etalon, expresia constantei K este aceeași din relația (2) și deci se poate scrie în unitățile MKSA raționalizat :

$$H = \frac{CE'r'}{K'}\frac{\alpha}{\alpha_0} \quad \text{Asp/m.} \qquad (10)$$

Dacă în relația (10) se înlocuiește : C în μF, E' în volți, r' în ohm și K' în $4\pi u$ CGS em raționalizat se obține :

$$H = \frac{CE'r'}{K'}\frac{\alpha}{\alpha_0} 10^2 \text{ Oe.} \qquad (11)$$

4. **Etalonări și corecții.** In afară de etalonarea galvanometrului balistic făcută în condițiile experienței cum s-a arătat mai sus, a mai fost necesar etalonarea potențialometrului Rogowski și o corecție în legătură cu determinarea axei $B = 0$.

a) *Etalonarea potențialometrului Rogowski.* Determinarea constantei K' a potențialometrului s-a făcut experimental. Acest lucru a fost necesar deoarece constanta K' a potențialometrului depinde de dimensiunile bobinei, iar aceste dimensiuni și în special secțiunea bobinei sînt greu de determinat exact.

Determinarea s-a făcut măsurînd pentru o serie de valori date curentului din bobinele permeametrului, cîmpul și inducția în aer. Pentru aceasta s-a introdus între piesele polare o bară de pertinax de secțiune constantă pe care s-au înfășurat în prealabil 10 spire. Deoarece permeabilitatea pertinaxului este practic egală cu a aerului s-a considerat că variația de inducție măsurată cu ajutorul bobinei (ca la punctul 3 a) și cîmpul măsurat cu ajutorul potențialometrului (ca la punctul 3 b) reprezintă valori corespunzătoare în aer. In consecință, știind că pentru aer se poate scrie $H = \frac{B}{\mu_0}$ și ținînd seama de relația (10) se poate scrie pentru o anumită valoare de curent ce trece prin bobinele permeametrului :

$$H = \frac{CE'r'}{K'}\frac{\alpha}{\alpha_0} = \frac{B}{\mu_0} \qquad (12)$$

egalitate din care, dacă se înlocuiește C în μF, E' în volți, r' în ohm și B în 10^2 gauss se obține :

$$K' = \frac{CE'r'}{B}\frac{\alpha}{\alpha_0} 4\pi u \text{ CGS em raționalizat} \qquad (13).$$

S-au dat diverse valori curentului din bobinele permeametrului și s-au obținut diverse valori pentru K', foarte apropiate între ele. Constanta potențialometrului s-a determinat ca media aritmetică a acestor valori.

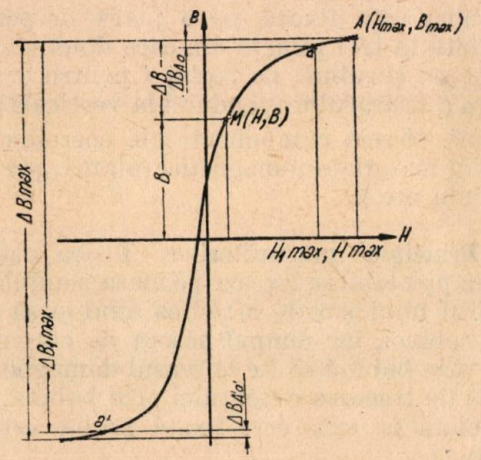
Determinarea constantei potențialometrului se poate face și cu ajutorul unor solenoizi lungi a căror constantă este bine determinată [4].

b) *Determinarea axei* $B = 0$. După cum s-a arătat mai sus, în măsurătorile cu permeametrul se determină variația de inducție de la un punct cu stare de magnetizare apropiată de cea de saturație. Să notăm cu B_{max} și H_{max} coordonatele acestui punct. Dacă notăm cu ΔB_{max} variația de inducție de la punctul (B_{max}, H_{max}) la punctul de coordonate $-B_{max}$ și $-H_{max}$ rezultă ca evident că, $B_{max} = \frac{\Delta B_{max}}{2}$ relație din care se vede că axa $B = 0$ se află la jumătatea variației de inducție ΔB_{max}. Variația de la punctul (B_{max}, H_{max}) la punctul ($-B_{max}$, $-H_{max}$) se obține producînd în bobinele permeametrului cu ajutorul schemei de automatizare, variația de curent de la I_{max} la $-I_{max}$.

Datorită diferenței dintre rezistențele de contact a contactorilor utilizați în schema de automatizare în scopul inversării automate a curentului, nu se poate obține o egalitate perfectă între curentul maxim pozitiv și cel maxim negativ, și de aceea, trebuie făcută o corecție pentru determinarea axei $B = 0$. Se notează cu A punctul cu stare de magnetizare (H_{max}, B_{max}) apropiată de saturație.

Se poate trasa curba de histerezis determinînd fiecare punct prin cîmpul H și variația de inducție ΔB de la starea din punctul A.

Dacă se notează cu H_{1max} valoarea cîmpului maxim negativ ce se obține, valoare puțin diferită de cîmpul maxim pozitiv H_{max}, rezultă că în loc să se obțină punctul A' $(-H_{max}, -B_{max})$, simetric cu punctul A (H_{max}, B_{max}), se obține



$A\ (-H_{max} - B_{max})$

Fig. 5. Determinarea axei $B = 0$.

punctul a' $(-H_{1max}, -B_{1max})$ determinat prin variația de inducție ΔB_{1max} de la starea din punctul A.

Din figura 5 se vede că se poate scrie :

$$\Delta B_{max} = \Delta B_{1max} \pm \Delta B_{A'a'}, \qquad (14)$$

relație în care semnul plus se ia pentru $H_{1max} < H_{max}$ ca în fig. 5 și semnul minus se ia pentru $H_{1max} > H_{max}$.

Dacă se notează cu a (H_{1max}, B_{1max}) punctul simetric cu a' față de axa $B = 0$, se observă în fig. 5 că se poate scrie :

$$\Delta B_{A'a'} = \Delta B_{Aa}. \qquad (14a)$$

Pornind de la această observație s-a găsit o metodă grafică pentru determinarea axei $B = 0$ fără să se traseze întreaga curbă, metodă pe care o dăm mai jos :

Se determină punctul A (H_{max}, B_{max}) de pe curbă și un punct B apropiat de el. Cunoscînd aceste puncte se trasează alura curbei în regiunea cîmpului maxim (fig. 6) și se determină pe această curbă punctul a de mai sus (fig. 5) și deci și diferența de inducție ΔB_{Aa} dintre punctele A și a. Ținînd seama de relația (14) vom putea scrie :

$$\Delta B_{max} = \Delta B_{1max} \pm \Delta B_{Aa}. \qquad (15)$$

Axa $B = 0$ se obține deci pentru $\frac{\Delta B_{max}}{2}$ și inducția B din fiecare punct este dată de relația (fig. 5)

$$B = \frac{\Delta B_{max}}{2} - \Delta B. \qquad (16)$$

Intrucît diferența dintre H_{1max} și H_{max} este mică eroarea acestei metode de corecție este și ea, mică.

5. **Efectuarea măsurătorilor.** La efectuarea măsurătorilor a trebuit să se țină seama de o

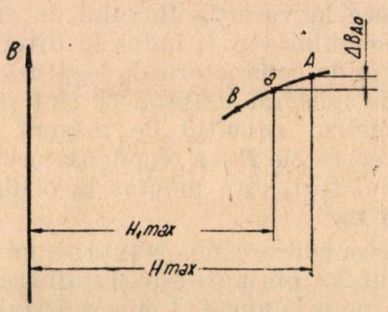


Fig. 6. Construcția grafică pentru determinarea axei $B = 0$.

serie întreagă de condiții ce trebuiau îndeplinite atît pentru a se conserva valabilitatea formulelor de calcul cît și pentru a se obține rezultate cu erori, cît mai mici.

Așa de exemplu o condiție esențială ca formulele (10) și (11) pentru determinarea cîmpului să fie valabile este ca cîmpul în probă să fie omogen în porțiunea cuprinsă de potențialometru.

Pentru a se asigura acest lucru trebuie ca potențialometrul să fie așezat la mijlocul distanței dintre piesele polare în așa fel ca de la el la piesele polare să rămînă cîte ~5 mm de-o parte și de alta și ca între grosimea probei δ și distanța dintre piesele polare L_E (fig. 3) să existe relațiile [5] :

$L_E = 3\ \delta$ pentru materialele magnetice tari cu forță coercitivă mare ;

$L_E = 6\ \delta$ pentru materialele magnetice tari cu forța coercitivă mică ;

$L_E = 10$—$20\ \delta$ pentru materialele magnetice moi.

Pe de altă parte, proba este bine să aibă o secțiune cît mai mare, iar numărul de spire al bobinei de măsură să fie de asemenea cît mai mare [5]. Aici însă sîntem limitați de faptul că dacă se merge cu valori mari ale secțiunii probei și cu număr mare de spire atunci trebuie să se ia pentru șunturile galvanometrului valori mult prea mari. In măsurătorile efectuate de noi pînă în prezent s-a lucrat cu secțiuni de 1—15 cm² și numărul de spire 10—2 spire. Există însă posibilitatea de a se încerca probe cu secțiuni de 40 × 67 mm² și lungimea nelimitată dacă se fixează ca în fig. 1 și probe cu secțiuni de 120 × 55 mm² însă cu lungimi pînă la 60 mm dacă proba se fixează ca în fig. 2.

Pentru a se obține rezultatele cu erori cît mai mici s-a căutat ca valorile rezistenței r' și condensatorului C (fig. 3) să fie cît mai exact determinate. De aceea s-a utilizat pentru rezistența r'

o rezistență etalon cu o eroare 0,1 % și pentru condensatorul C doi condensatori etalon cu eroare 0,2 % putînd fi montați în serie sau paralel. Tot din același motiv, s-a utilizat pentru măsurarea tensiunii bateriei de acumulatori E' un voltmetru clasă 0,2.

Deoarece la variația fluxului de dispersie a permeametrului s-ar fi indus în diversele spire constituite de conductorii de legătură ale montajului de măsură, tensiuni ce sînt sezisate de galvanometru, circuitul de măsură (galvanometrul, reostatele R și r', condensatorii și bateria de acumulatori) este montat la o distanță de circa 2,5 m.

Un factor care are importanță asupra exactității rezultatelor obținute este și stabilizarea magnetică a materialului [4]. Această stabilizare se obține făcînd ca materialul magnetic de încercat să fie parcurs de 5—10 cicluri maxime.

Insfîrșit, trebuie să menționăm că potențialometrul Rogowski trebuie așezat cu atenție pe probă în timpul măsurătorilor așa ca să fie la cel mult 1 mm de probă și să fie perpendicular pe ea [5].

In fig. 9 se vede curba de demagnetizare obținută pentru o bară cu secțiune dreptunghiulară 10 × 26,3 mm² lungă de 62 mm din alni netratat termic. Epruveta a fost fixată în aparat ca în fig. 1, grosimea ei $\delta = 10$ mm, iar distanța între piesele polare $L_E = 55$ mm.

B. Coercimetrul

1. **Construcția aparatului.** Coercimetrul (fig. 7) se compune dintr-o bobină a fără fier, pe axul căreia se află o masă b suspendată de un pendul

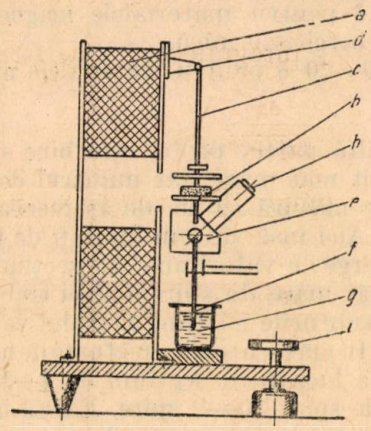


Fig. 7. Coercimetrul. Schemă de principiu.

c, punctul de suspensie d al pendulului fiind fixat pe unul din pereții bobinei.

Tot pe pendul este fixat un reper e și o paletă f care, fiind cufundată într-un vas cu ulei g, joacă rolul de amortizor al oscilațiilor. Reperul este în axul unui dispozitiv optic care îi mărește imaginea și i-o proiectează pe geamul mat al unui ocular h.

Dispozitivul optic constă dintr-un colimator cu lampă și condensor, o lupă ce mărește de zece ori imaginea reperului și un sistem de oglinzi ce proiectează imaginea reperului pe ocular.

Bobina este fixată pe o placă de pertinax sprijinită în trei puncte din care două sînt prevăzute cu șuruburi de reglaj i pentru punerea la zero a aparatului (pendulul la verticală).

Toate piesele componente ale coercimetrului sînt din materiale nemagnetice (alamă, pertinax, aluminiu etc.).

2. **Principiul măsurătorilor.** Proba magnetizată în prealabil se fixează pe masa pendulară cu ajutorul unui șurub, astfel ca axul ei să fie pe axul bobinei, iar cîmpul născut de curentul ce trece prin bobină să fie în sensul demagnetizării probei (la trecerea curentului prin bobină, masa pendulară pe care este fixată proba, este respinsă).

Se crește continuu valoarea curentului în bobină pînă cînd se obține revenirea pendulului la starea inițială (reperul pe O). Atunci se poate afirma că inducția sau magnetizarea interioară a probei a fost anulată de cîmpul antagonist produs de bobină pe axul ei în punctul în care este fixată proba. Deci, valoarea acestui cîmp este chiar forța coercitivă a materialului încercat.

3. **Formula de calcul** este redată în cele ce urmează :

Determinarea forței coercitive cu ajutorul coercimetrului se reduce la determinarea cîmpului dezvoltat de bobina coercimetrului în momentul în care prin ea trece curentul i în punctul de pe

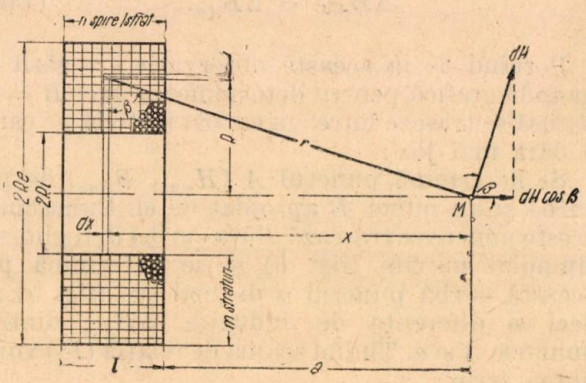


Fig. 8. Coercimetrul. Schemă de principiu pentru deducerea expresiei cîmpului în punctul M.

axul ei, în care este fixată proba. Fie M acest punct la distanța a de bobină (fig. 8).

Pentru aceasta se determină cîmpul produs în punctul M de o spiră parcursă de curentul i. Fiecare element dl al spirei va produce în punctul

M la distanța r de element un cîmp elementar $\mathrm{d}H$ perpendicular pe planul i, $\mathrm{d}l$ și a cărei expresie va fi dată conform legii lui Laplace de :

$$\mathrm{d}H = \frac{i\,\mathrm{d}l}{r^2} \sin(\widehat{r\,\mathrm{d}l}) \quad [3] \qquad (17)$$

observînd că r este perpendicular pe $\mathrm{d}l$ putem scrie

$$\mathrm{d}H = \frac{i\,\mathrm{d}l}{r^2}. \qquad (18)$$

Deci, toate elementele $\mathrm{d}l$ ale spirei parcurse de curentul i vor produce în punctul M un con de cîmpuri elementare. Este evident că, compo-

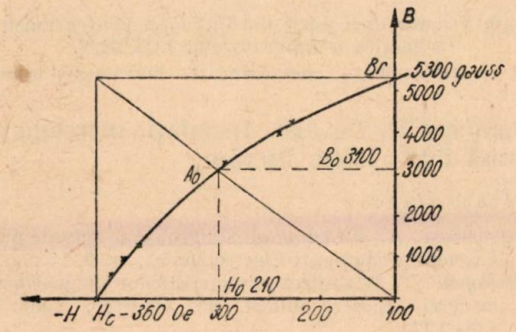


Fig. 9. Curba de demagnetizare pentru alni netratat.

nentele cîmpului $\mathrm{d}H$ în planul paralel cu bobina vor da o rezultantă zero (datorită simetriei). Urmează că în punctul M va fi un cîmp rezultant dat de expresia

$$H = \int_0^{2\pi R} \frac{i\,\mathrm{d}l}{r^2} \cos\beta. \qquad (19)$$

Ținînd seama că $\cos\beta = \frac{R}{r}$ și efectuînd integrala, relația (19) devine cu notațiile din fig. 8 :

$$H = \frac{2\pi R^2}{r^3} i. \qquad (20)$$

Dacă notăm cu n numărul de spire pe strat, atunci numărul de spire pe unitatea de lungime a bobinei va fi $\frac{n}{1}$, iar numărul de spire cuprinse în elementul de lungime de bobină $\mathrm{d}x$ va fi $\frac{n}{1}\mathrm{d}x$.

Expresia cîmpului rezultant produs în punctul M de numărul de amperspire cuprins în elementul de lungime $\mathrm{d}x$ va fi, ținînd seamă de expresia (20) și de faptul că $r = \sqrt{R^2 + x^2}$:

$$\mathrm{d}H_x = H\frac{n}{1}\mathrm{d}x = \frac{2\pi R^2 ni}{1} \frac{\mathrm{d}x}{(x^2 + R^2)^{3/2}}. \qquad (21)$$

Deci, cîmpul produs de un strat al bobinei în punctul M va fi :

$$H_x = \frac{2\pi ni}{R1} \int_a^{a+1} \frac{\mathrm{d}x}{\left(\frac{x^2}{R^2} + 1\right)^{3/2}}. \qquad (22)$$

Integrala se rezolvă făcînd substituțiile $\frac{x}{R} = \mathrm{tg}u$, $\mathrm{d}x = R\frac{\mathrm{d}u}{\cos^2 u}$.

Se obține :

$$H_x = \frac{2\pi ni}{1}\left[\frac{a+1}{\sqrt{R^2 + (a+1)^2}} - \frac{a}{\sqrt{R^2 + a^2}}\right]. \qquad (23)$$

Numărul de straturi cuprins în elementul de grosime $\mathrm{d}R$ al bobinei este $\frac{m}{R_e - R_i}\mathrm{d}R$ și deci cîmpul produs în punctul M de numărul de straturi cuprins în elementul de grosime $\mathrm{d}R$ va fi :

$$\mathrm{d}H = H_x \frac{m}{R_e - R_i}\mathrm{d}R. \qquad (24)$$

Ținînd seama de relația (23) și că $m\,n = N$ (numărul total de spire al bobinei) rezultă că expresia cîmpului produs de bobină în punctul M este :

$$H = \frac{2\pi Ni}{1(R_e - R_i)} \int_{R_i}^{R_e} \left[\frac{a+1}{\sqrt{R^2 + (a+1)^2}} - \frac{a}{\sqrt{R^2 + a^2}}\right] \mathrm{d}R. \qquad (25)$$

Deoarece integralele sînt de forma :

$$\int \frac{\mathrm{d}x}{\sqrt{x^2 + a^2}} = \mathrm{Ar\ sh}\ \frac{x}{a} + C$$

și punînd lungimile în cm și intensitatea în $\frac{1}{10}$ A obținem :

$$H = \frac{2\pi Ni}{10\,1(R_e - R_i)}\left[(a+1)\left(\mathrm{Ar\ sh}\frac{R_e}{a+1} - \mathrm{Ar\ sh}\frac{R_i}{a+1}\right) - a\left(\mathrm{Ar\ sh}\frac{R_e}{a} - \mathrm{Ar\ sh}\frac{R_i}{a}\right)\right] \mathrm{Oe}. \qquad (26)$$

Intrucît pentru coercimetrul construit în atelierele I.C.P.E.T. $N = 1\,196$ spire, $l = 8$ cm, $R_e = 19{,}4$ cm, $R_i = 7$ cm, $a = 3{,}4$ cm, s-a obținut :

$$H = 37\ i. \qquad (27)$$

4. **Efectuarea măsurătorilor.** La efectuarea măsurătorilor forțelor coercitive cu coercimetrul nu a fost nevoie să se ia precauții speciale. Trebuie însă, făcută o atentă punere la zero a aparatului (masa pendulară pe verticală).

Măsurătorile sînt cu atît mai precise cu cît dimensiunile probei se apropie de acelea ale unui punct.

Concluzii

Cu permeametrul Neumann se pot trasa comod cicluri histerezis și curbe de demagnetizare pentru magneți permanenți cu forțe coercitive pînă la 1 200 Oe.

La materialele cu forțe coercitive peste 1 200 Oe, pentru a se obține cîmpul maxim necesar nu se mai pot respecta relațiile prescrise între grosimea δ a probei și distanța L_E dintre piesele polare și deci nu se mai poate conta pe un cîmp omogen în probă. De aceea, pentru aceste materiale erorile cresc, în special în cazul măsurării cu potențiometrul Rogowski. Pentru micșorarea erorilor de măsură trebuie ca pentru măsurarea cîmpului, să se aplice potențialometrul Rogowski, atît la partea superioară, cît și la cea inferioară a probei și să se facă media celor două măsurători [5].

Pentru materialele magnetice moi care au o permeabilitate magnetică ridicată și o forță coercitivă mică, erorile măsurătorilor sînt și mai mari, astfel că pentru încercarea acestor materiale se recomandă alte metode, ca cea a torului, sau încercarea în circuit deschis [4].

Din punct de vedere al duratei încercărilor, permeametrul Neumann prezintă dezavantajul tuturor metodelor balistice, adică timpi morți, în care se așteaptă amortizarea aperiodică a balisticului. Durata obținerii unei curbe de demagnetizare este de 1 h 30′, iar durata obținerii unui ciclu histerezis este de 4—5 ore.

Cu coercimetrul se pot măsura rapid, dar cu exactitate mai mică decît la permeametru, forțe coercitive pînă la 1 200 Oe. Durata unei determinări este de 2 minute. Rapiditatea de lucru îl face să fie preferat pentru încercările comparative de control.

O parte din instalația pentru măsurători magnetice a laboratorului I.C.P.E.T. se poate vedea

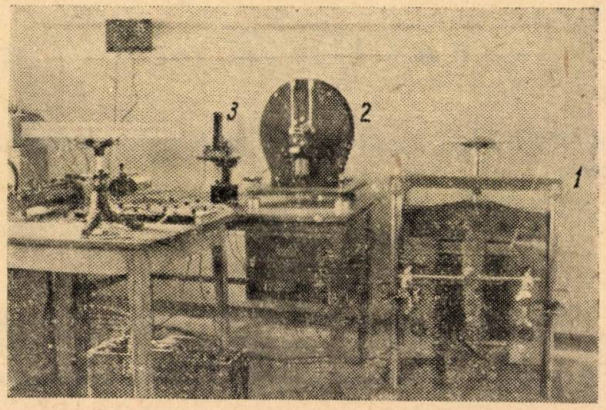


Fig. 10. Vederea unei părți din instalația pentru măsurători magnetice a laboratorului I.C.P.E.T.
1 — permeametrul: *2* — coercimetrul: *3* — galvanometrul balistic.

fotografiată în fig. 10. Instalația întreagă va fi descrisă într-o altă lucrare.

Bibliografie:

[1] *Avramescu A.* și *Cedighian S.*: Probleme actuale privind magneții permanenți Electrotehnica, nr. 9, 1956 p. 389.
[2] *Horlopan V.*: Stabilirea caracteristicilor magneților permanenți. Electrotehnica, nr. 4/aprilie, 1956, pag. 136—172.
[3] * * * Manualul inginerului electrician, vol. I. Editura Tehnică, București, 1953, pag. 246, 586, 390.
[4] *Baida L. I., Dobrotvorschi N. S., Orșanschi D. L., Pcealinscaia S. N., Razumowschi N. N., Svirschi E. A., Fremche A. V.*: Curs general de măsurări electrice (traducere din limba rusă). Editura Energetică de Stat, București, 1950, pag. 324, 331, 334.
[5] * * * Herstellung von Sintermagneten. TEWA Hartmetalwerke. VEB Limbach, 1953.

ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ В ЛАБОРАТОРИИ ИНСТИТУТА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Резюме

Показывается как решается проблема определения характеристик постоянных магнитов в Институте Электротехнических Исследований и Проектирования. Описываются вкратце и даются формулы расчета с их обоснованием, а также некоторые особенности измерений.

MESSUNG VON DAUERMAGNETEN IM LABORATORIUM I. C. P E. T.

Zusammenfassung

Es wird erläutert auf welcher Weise im Institut für elektrotechnische Forschung und Projektierung (I.C.P.E.T.) das Problem der Feststellung der Charakteristiken von Dauermagneten gelöst wurde. Nach einer kurzen Beschreibung der Apparate werden Berechnungsformeln angeführt, deren Formulierung erläutert, wie auch einige Besonderheiten der Messungen behandelt.

Permeametru cu cîmp magnetizant de mare intensitate

Prof. ing. CHR. VAZACA

621.0317.443

Se descrie un permeametru cu cîmp magnetizant de mare intensitate, realizat de autor. Aparatul servește la ridicarea ciclurilor histerezis ale materialelor magnetice dure folosite pentru magneții permanenți. Se pot realiza cîmpuri magnetizante de 5000 Oe în funcționare normală și pînă la 9 000 Oe în funcționare de scurtă durată. Măsurarea cîmpului se face prin borne de explorare foarte mici și plate, tangente la suprafața barei magnetice. Precizia de măsurare depinde de instrumentele folosite. Se poate realiza o determinare cu o eroare de 1%.

Pentru proiectarea magneților permanenți, cît și pentru cercetările magnetice în vederea obținerii aliajelor magnetice dure, este absolut necesară cunoașterea caracteristicii magnetice a materialului, reprezentată de un ciclu histerezis principal; în practică și, în special, pentru proiectare, este suficient să se cunoască numai o parte din acest ciclu și anume porțiunea de demagnetizare, în care $B > 0$ și $H < 0$ (fig. 1).

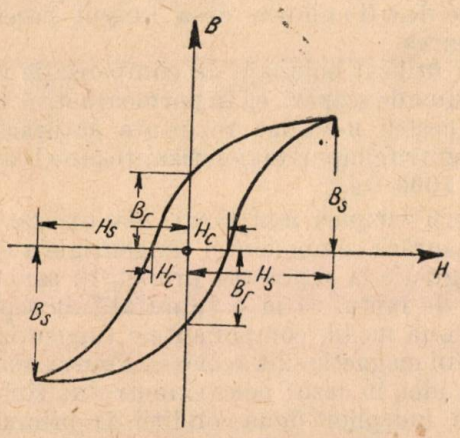


Fig. 1. Ciclu histerezis principal.

Această porțiune reprezintă de fapt caracteristica externă a magnetului permanent; ea permite să se determine inducția B (sau fluxul) și cîmpul H (sau tensiunea magnetică) pe care magnetul le poate produce într-un întrefier cunoscut (între polii magnetului). Aceste mărimi se obțin prin intersecția cu dreapta Δ, corespunzătoare reluctanței acestui întrefier (fig. 2); unghiul α crește cînd reluctanța acestui întrefier crește. Dacă magnetul este în „scurtcircuit", adică lucrează pe o reluctanță nulă, punctul reprezentativ al stării sale magnetice cade în M_1 (dacă materialul ajunge la această stare, venind de la valori H pozitive spre zero). Atunci tensiunea magnetică la capetele sale este nulă și fluxul maxim. Dacă magnetul ar putea fi pus să lucreze „în gol", adică pe o reluctanță infinită, punctul reprezentativ al stării sale magnetice ar cădea în M_2. Atunci fluxul produs de magnet ar fi nul și tensiunea magnetică maximă.

Reluctața pe care lucrează magnetul trebuie astfel aleasă (din proiectare) încît punctul de funcționare M să cadă în punctul de pe caracteristica materialului, corespunzător energiei magnetice maxime cuprinsă în unitatea de volum a materialului magnetic. In acest caz, se obține volumul de material magnetic minim necesar pentru obținerea unui efect cerut în întrefier.

Dacă se cunoaște curba $B = f(H)$ din fig. 2, se obține imediat și curba $B.H = f(B)$, arătată în aceeași figură.

Se înțelege astfel că nu se poate face o proiectare bazată numai pe cunoașterea inducției

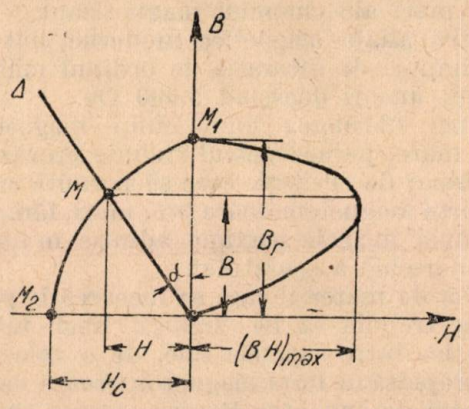


Fig. 2. Determinarea punctului optim de funcționare.

remanente (B_r) și a cîmpului coercitiv (H_c).

Pentru cercetările metalurgice, interesează și cunoașterea inducției de saturație (B_s) și a cîmpului de saturație (H_s).

Obținerea curbei unui ciclu histerezis nu se poate face decît într-un permeametru; ciclul

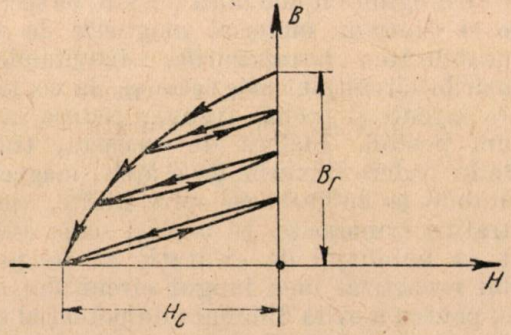


Fig. 3. Linii de recul magnetic.

care ne interesează trebuie neapărat să fie un ciclu principal, adică un ciclu în care materialul

să se aducă pînă la saturație (B_s, H_s). Pentru o proiectare în bune condiții, trebuie cunoscută și comportarea magnetului la cîmpuri de demagnetizare variabile ca mărime și ca semn; pentru aceasta sînt necesare ciclurile histerezis minore sau „liniile de recul magnetic" ale materialului (fig. 3) mai cu seamă cînd materialul se aduce într-o stare de „stabilizare". Aceste linii de recul magnetic se pot obține tot cu un permeametru.

Necesitatea unui permeametru cu cîmp magnetizant de mare intensitate, de construcție specială.

Materialele magnetice dure destinate magneților permanenți se apreciază după densitatea de energie magnetică maximă posibilă (produsul $B.H$ maxim), dacă se cere un volum minim pentru magnet; sau după cîmpul coercitiv (H_c) dacă se cere un material cît mai stabil sau mai rezistent la acțiunea de demagnetizare a cîmpurilor externe.

In ambele cazuri, materialul magnetic este de obicei un material care se saturează pentru valori mari ale cîmpului magnetizant.

Pentru aliaje magnetice moderne, sînt necesare cîmpuri de saturație de ordinul miilor de Oersted, uneori depășind 5.000 Oe.

Pentru obținerea unui cîmp magnetizant foarte mare, permeametrul trebuie prevăzut cu un bobinaj de excitație care să permită crearea unei forțe magnetomotoare (nI) mari, fără depășirea unei încălziri maxime admise în funcționarea normală a aparatului.

Proba de material care se încearcă în permeametru trebuie să fie supusă unei tensiuni magnetice între capetele sale, de o valoare cît mai apropiată de forța magnetomotoare dată de bobinajul de excitație. Pentru aceasta, circuitul magnetic al permeametrului în care se introduce proba, trebuie să prezinte o reluctanță cu mult mai mică decît reluctanța probei, astfel încît căderea de tensiune magnetică produsă de circuit să fie mică față de tensiunea magnetică efectiv obținută la capetele probei de material magnetic. Aceasta cere ca circuitul magnetic să fie de lungime cît mai mică posibil, de secțiune mare și dintr-un material magnetic de mare permeabilitate; întrefierurile, inevitabile la îmbinările circuitului magnetic și la contactul dintre circuit și probă, trebuie reduse la minimum posibil. Inafară de aceasta, trebuie avute în vedere fluxurile de scăpări magnetice, inevitabile la bobinele cu spire multe, așezate în straturi numeroase. In același scop, este de dorit ca bobinajul de excitație să fie pe cît posibil repartizat de-a lungul circuitului magnetic, pentru a evita diferențe de potențial magnetic prea mare, între două puncte ale circuitului magnetic, altele decît capetele probei.

Aceste considerente s-au avut în vedere la construcția permeametrului descris mai jos, care a fost executat la Atelierele Academiei R.P.R., după proiectul autorului.

Spre deosebire de permeametrele obișnuite, pentru materiale magnetice moi sau semi-dure, un permeametru pentru materiale magnetice dure sau foarte dure, cu cîmp magnetizant mare, prezintă o deosebită dificultate la măsurarea suficient de exactă a cîmpului magnetic din interiorul probei de material.

Metodele obișnuite care folosesc cunoașterea exactă a forței magnetomotoare (a numărului de amperspire) disponibile sînt excluse, din cauza imposibilității cunoașterii suficient de exactă a căderilor de tensiune produse în circuitul magnetic (mai cu seamă de reluctanța îmbinărilor). De asemenea , folosirea unei bobine de cîmp, repartizată de-a lungul probei (ca la permeametrul Fahy[1] de exemplu) este exclusă deoarece, din cauza diferenței de potențial magnetic mare de la capetele probei de material, scăpările de flux sînt importante de-a lungul probei, fluxul și inducția sînt minime la mijloc și maxime la capete; în consecință și cîmpul magnetic este departe de a fi uniform de-a lungul barei care se încearcă.

S-au utilizat bobinaje de compensație pentru acest flux de scăpări, ca în permeametrul Babitt [2]. Acestea n-au dat rezultate satisfăcătoare decît pentru cîmpuri magnetizante pînă la aproximativ 1000 Oe.

Pentru cîmpuri mai mari, s-a utilizat ideea [3] măsurării componentei tangențiale a cîmpului magnetic la suprafața probei, în aer, ținînd seama de faptul că la o suprafață de separație între două medii, componentele tangențiale ale cîmpului magnetic sînt aceleași. Pentru aplicarea acestei idei, în cazul permeametrului, sînt necesare de îndeplinit două condiții. In primul rînd, trebuie creat în mijlocul barei de probă, un cîmp magnetic (în interiorul secțiunii și în exterior, în imediata apropiere a suprafeței) care să fie practic tangențial la suprafață, astfel încît componenta tangențială să reprezinte întreaga valoare a cîmpului. In al doilea rînd, acest cîmp trebuie să fie uniform atît în interior cît și în exterior, pe o porțiune suficientă din lungimea barei. In felul acesta, cîmpul se poate măsura în exterior, cu ajutorul unei bobine de explorare de dimensiuni foarte reduse și de secțiune foarte plată, care rotindu-se în acest cîmp produce o variație de flux în circuitul unui galvanometru balistic. Dacă bobina și galvanometrul sînt etalonate, se poate afla valoarea cîmpului.

Măsurarea inducției magnetice din probă se face cu ajutorul unei bobine de flux, din sîrmă foarte subțire, înfășurată peste probă. Această bobină trebuie situată în centrul probei, ca și bobina de explorare a cîmpului și trebuie să ocupe de asemenea o porțiune cît mai mică din lungimea barei.

Trebuie observat că axul bobinei de explorare a cîmpului se află la o distanță oarecare de suprafața probei, oricît de redusă ar fi secțiunea bobinei, deci această bobină nu măsoară chiar cîmpul de la suprafață. Se poate remedia acest incovenient, folosind două bobine de explorare (paralele și una peste alta); cunoscînd cîmpurile din axele acestor bobine și distanțele dintre aceste axe și suprafața probei, se poate calcula prin extrapolare cîmpul de la această suprafață. Dacă se obține în permeametru un cîmp suficient de uniform și în sens perpendicular pe suprafața probei, acest corectiv se dovedește în practică inutil.

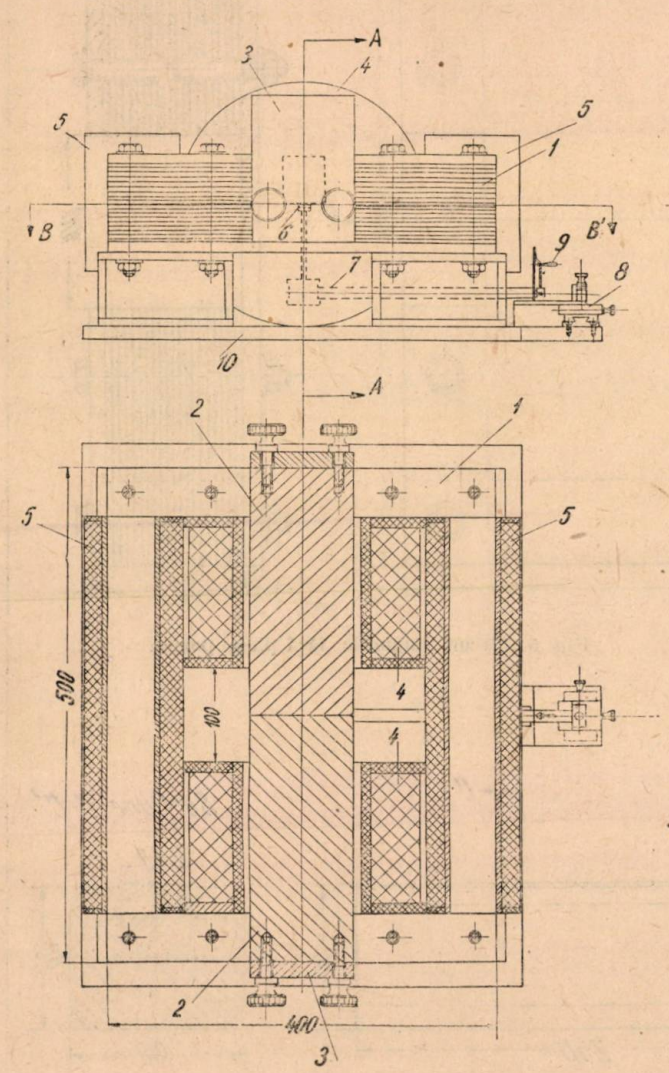
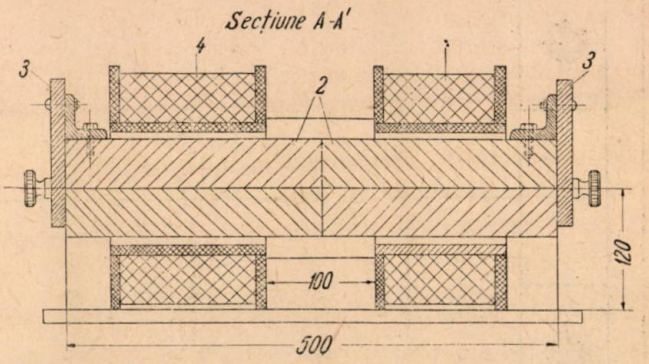


Fig. 4. Vedere de ansamblu a permeametrului.

Aceste considerente privind măsurarea lui B și H s-au avut de asemenea în vedere la construcția permeametrului autorului.

Descrierea permeametrului și a circuitelor auxiliare. Construcția permeametrului se poate vedea în fig. 4...8. Urmărind vederea de ansamblu din fig. 4 se observă circuitul magnetic (1) în formă de cadru simetric, format din tole de transformator; piesele polare (2), din material cu remanență redusă, introduse pe axul cadrului și putînd avea o deplasare de translație de-a lungul axului; plăcile de alamă (3) care servesc la fixarea în poziție a pieselor



polare interioare; circuitul de excitație format din două bobine mari (1976 spire) (4) și două bobine mici (1700 spire) (5), care pot purta un curent de scurtă durată de 5 A sau un curent de scurtă durată de 10 A și care, legate în serie, formează un circuit cu o rezistență de 30 Ω; cele două bobine de explorare a cîmpului magnetic (6) montate pe un ax vertical, care poate primi o mișcare de rotație de la distanță printr-o transmisie (7) cu angrenaje conice; suportul (8) format din două cărucioare cu îmbinare în coadă de rîndunică (din alamă) așezate la 90° unul față de altul și trei șuruburi cu filet fin, cu care se poate deplasa axul de susținere al bobinelor de explorare în trei direcții, formînd cîte 90° între ele și se pot aduce bobinele cu exactitate în centrul geometric și magnetic al permeametrului și al probei de material; o manivelă cu buton (9), cu care se poate da o mișcare de rotație bruscă, de 180°, bobinelor de explorare.

Intregul permeametru este susținut de o placă de oțel (10) care formează un cadru rigid cu circuitul magnetic, prin intermediul unor piese de susținere (fer U) sudate de placă și de care este prins cu șuruburi circuitul magnetic.

In fig. 5 se arată circuitul magnetic (fără piesele polare) format dintr-un pachet de tole, strîns prin plăci și șuruburi din material nemagnetic.

In fig. 6, se arată detaliul piesei polare; aceasta cuprinde o piesă interioară, care poate culisa în sens vertical în interiorul piesei polare exterioare. In felul acesta, se poate avea un spațiu în care intră capetele barei de probă de secțiune dreptunghiulară, cu fețele bine șlefuite pentru a face un contact bun cu piesele polare (cu întrefier minim). Dimensiunile maxime permise pentru secțiunea barei sînt: lățime 40 mm, grosime 16 mm. Lungimea utilă a barei de probă este dată de distanța liberă dintre piesele polare. Valoarea maximă a acestei lungimi este 100 mm,

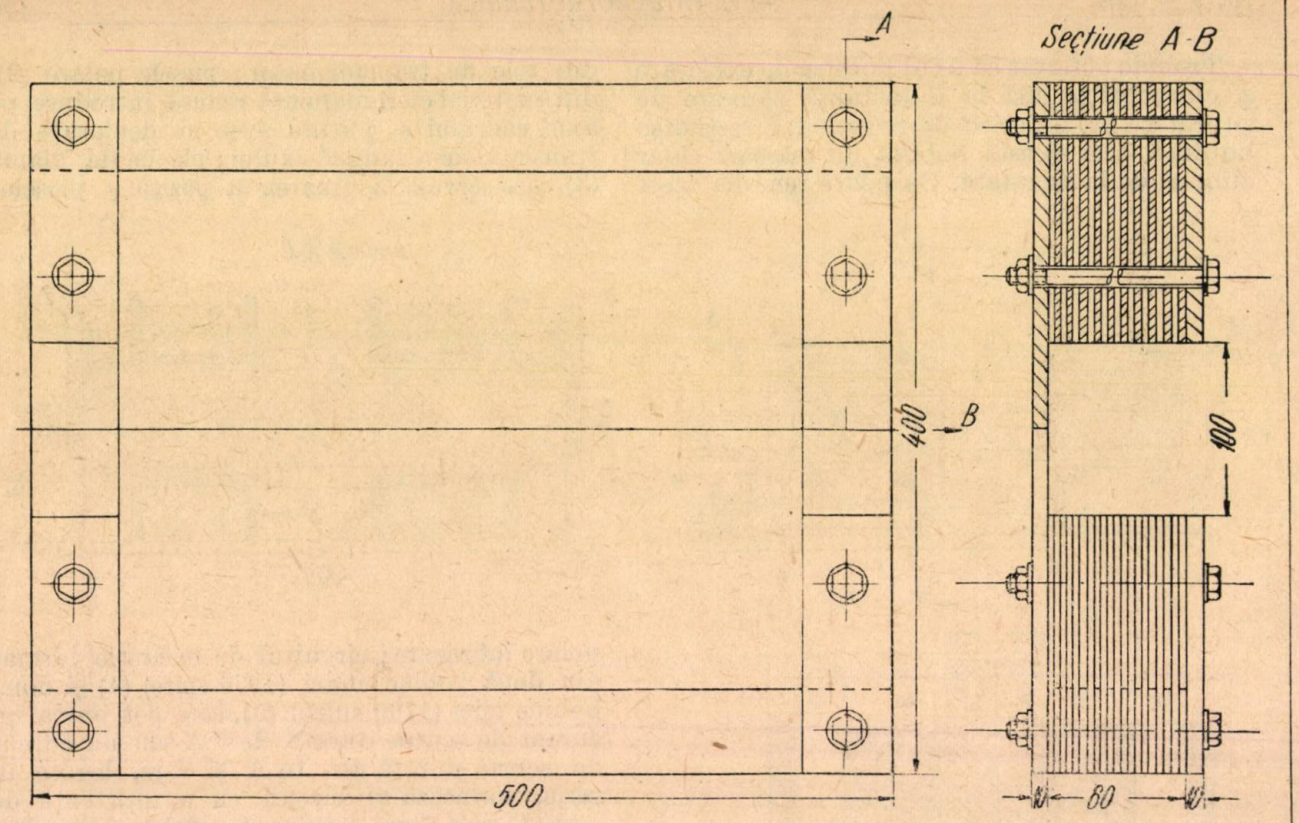
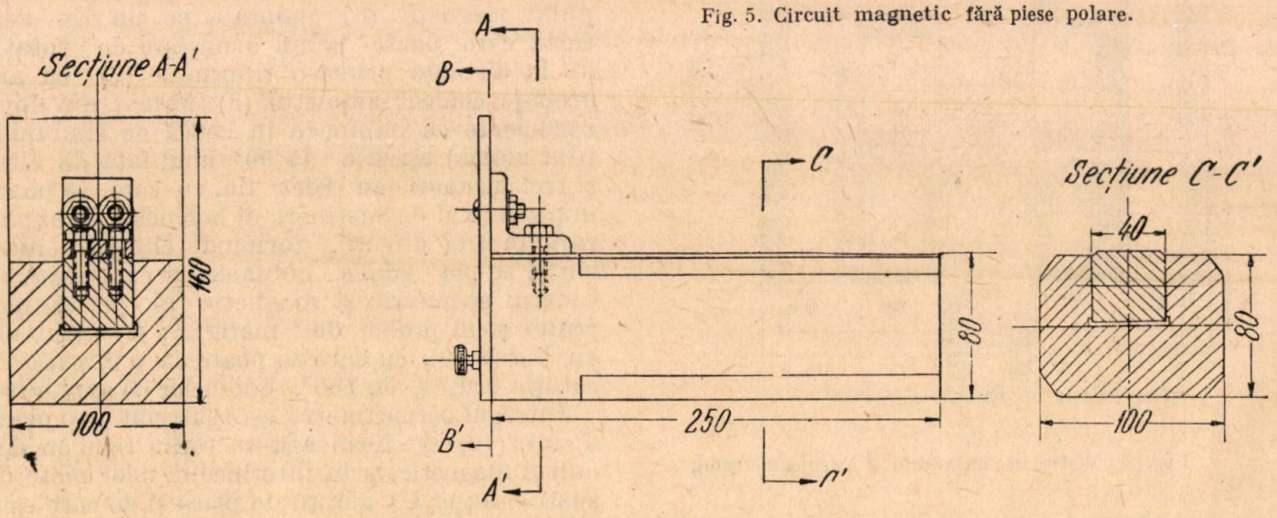


Fig. 5. Circuit magnetic fără piese polare.



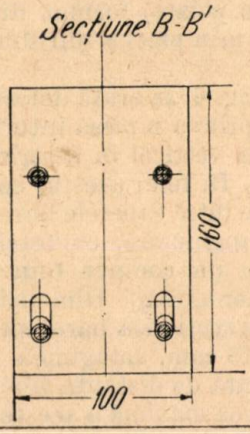


Fig. 6. Piesa polară.

valoarea minimă depinde de dimensiunile bobinelor de explorare. Ea trebuie să fie suficient mai mare decît lungimea bobinelor. In cazul de faţă, se consideră 25 mm.

In fig. 7, se arată prinderea barei de probă (1) în piesele polare (2) şi poziţia bobinei de flux (3) pentru determinarea inducţiei B şi a bobinelor de explorare (4) pentru determinarea cîmpului H.

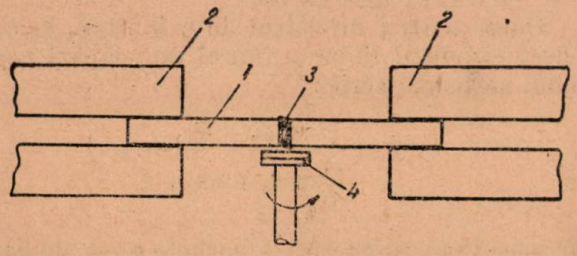


Fig. 7. Detaliu de prindere a barei de încercat în piesele polare.

In fig. 8, se arată montarea bobinelor de explorare pe axul de rotaţie. Dimensiunile realizate sînt următoarele:

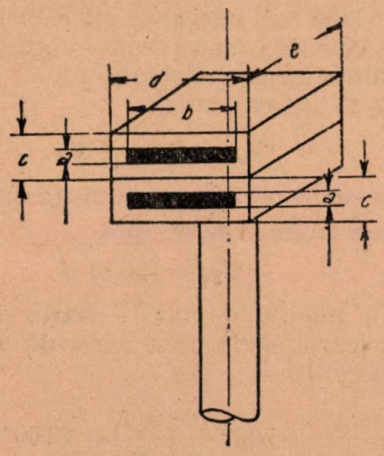


Fig. 8. Bobinele de expolare a cîmpului magnetic.

Varianta 1:	*Varianta 2:*
a = 0,5 mm	a = 1 mm
b = 8,8 mm	b = 9,5 mm
c = 2,6 mm	c = 3 mm
d = 10,8 mm	d = 10,8 mm
e = 7 mm	e = 8,3 mm
n = 1470 spire	n = 2 000 spire
nS = 203 spire. cm²	nS = 415 spire. cm²

Valorile indicate aici pentru produsul numărului de spire cu secţiunea, nS (spire. cm² sau $\frac{\text{Maxwell-spire}}{\text{Oersted}}$) au fost determinate prin măsurătoare. S-a folosit un solenoid cilindric cu raportul $\frac{l}{d} = 15$, uniform bobinat, în interiorul căruia s-a introdus bobina de explorare, coaxial şi în centru. Cîmpul în centrul solenoidului s-a putut determina cu suficientă exactitate, cunoscînd dimensiunile geometrice ale solenoidului şi măsurînd cu precizie curentul trimis în solenoid. Cu ajutorul unui galvanometru balistic de precizie, în prealabil etalonat, s-a putut măsura numărul înlănţuirilor de flux (Maxwell — spire) dat de bobina de explorare.

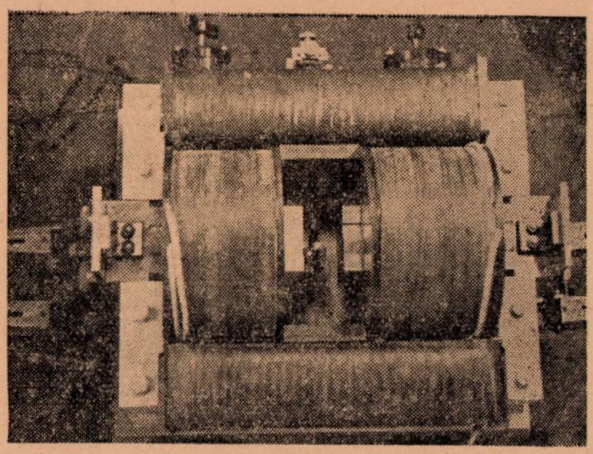


Fig 9. Vedere de sus a permeametrului. Intrefier liber în centru bobina de explorare.

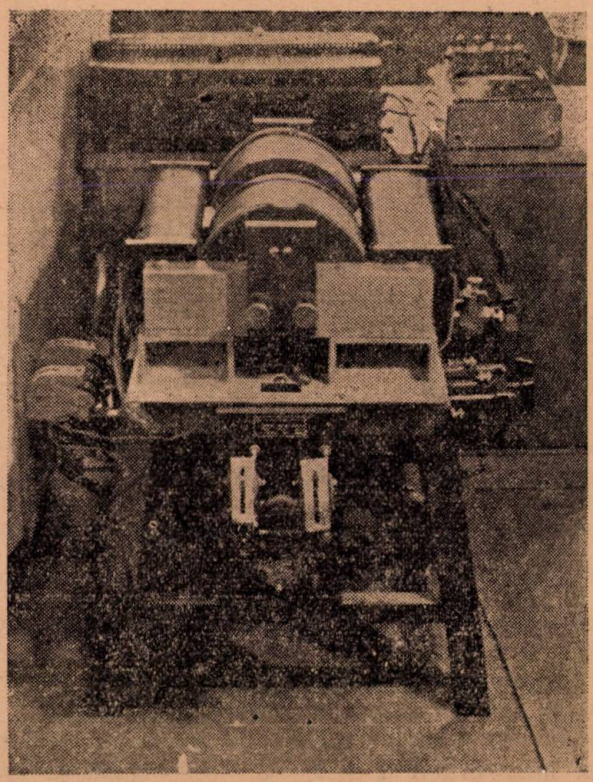


Fig. 10. Vedere laterală a permeametrului.

De remarcat în construcţia descrisă mai sus, simetria circuitului magnetic (atît geometrică cît şi magnetică), secţiunea mare a circuitului şi lungimea relativ mică (formă compactă), utilizarea

bobinelor de excitație laterale care contribuie la micșorarea scăderilor magnetice și la simetria magnetică, posibilitatea centrării precise a barei de probă și a bobinei de explorare.

In fig. 9 și 10, se arată permeametrul în perspectivă. In fig. 9, bara de probă lipsește, pentru a se putea vedea bobina de explorare.

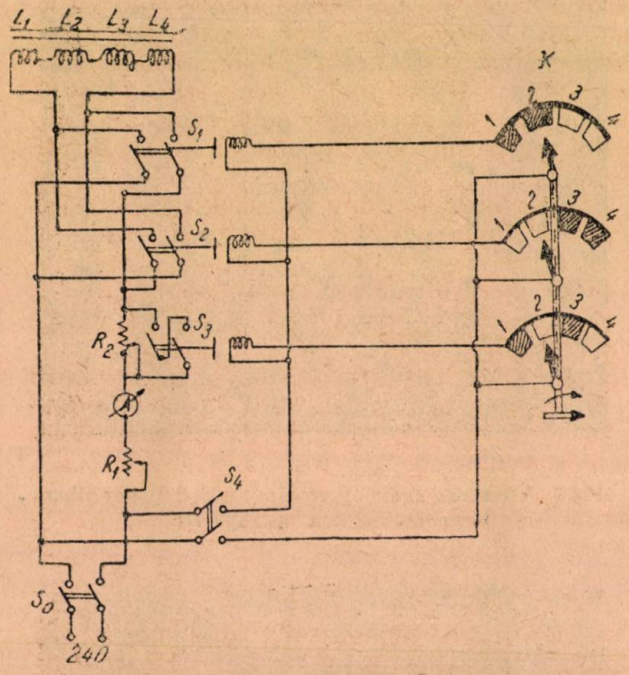


Fig. 11. Schema electrică a permeametrului.

Se remarcă axul de transmisie și căruciorul de susținere. Pe părțile laterale, se pot vedea întrerupătoarele automate cu suflaj magnetic și comutatoarele de manevră.

In fig. 11, se arată circuitul electric al excitației permeametrului. Cele patru bobine ale permeametrului L_1, L_2, L_3, L_4 sînt legate electric în serie. Cu ajutorul întrerupătoarelor cu suflaj magnetic S_1 și S_2 se poate inversa sensul curentului continuu de excitație. Intensitatea acestui curent se poate regla din reostatul R_1 și R_2; R_1 stabilește curentul maxim necesar pentru producerea cîmpului de saturație, iar R_2 valori intermediare pînă la $\frac{1}{6}$ din curentul maxim. Anularea curentului de excitație se poate face cu întrerupătorul S_4 sau S_0.

Comanda întrerupătoarelor automate S_1, S_2, S_3 se face cu ajutorul comutatorului rotativ K cu patru poziții; închiderea se poate face fie în succesiunea 1 — 2 — 3 — 4 — 1, fie in succesiunea 1 — 4 — 3 — 2 — 1. Utilizarea acestui comutator se va vedea mai jos.

Caracteristicile magnetice. Circuitul magnetic poate fi reprezentat, ca în fig. 12, prin analogie cu un circuit electric.

$\mathfrak{F}_1$ — forța magnetomotoare a unei bobine de excitație mari;

$\mathfrak{F}_2$ — forța magnetomotoare a unei bobine de excitație mici;

$\mathfrak{R}_1$ — reluctanța porțiunii 3 — a sau b — 4;

$\mathfrak{R}_2$ — reluctanța porțiunii 1—3, sau 2—4, sau 3—5, sau 4—6;

$\mathfrak{R}$ — reluctanța barei de probă;

ϕ — fluxul util, în bară.

Dacă pentru un calcul de orientare, se consideră circuitul liniar și fluxul de scăpări neglijabil, se poate scrie:

$$\phi = \frac{2\,\mathfrak{F}_1 + \mathfrak{F}_2}{\frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 + 2\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}},$$

iar tensiunea magnetică la bornele a—b ale barei de probă este:

$$\mathfrak{U}_{ab} = \mathfrak{R} \cdot \phi = \frac{2\,\mathfrak{F}_1 + \mathfrak{F}_2}{1 + \frac{1}{\mathfrak{R}}\left(\frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 + 2\mathfrak{R}_1\right)}.$$

Din această relație se vede (cum era de altfel evident), că pentru o forță magnetomotoare dată, tensiunea magnetică obținută la bară este cu atît mai mare, cu cît reluctanțele circuitului magnetic sînt mai mici și cu cît reluctanța barei de probă este mai mare; ceea ce contează este raportul dintre aceste reluctanțe.

Luînd cu aproximație:

$$\mathfrak{U}_{ab} = 2\,\mathfrak{F}_1 + \mathfrak{F}_2$$

avem, în cazul permeametrului nostru (cu $\mathfrak{F}_1 = 1976.\,I$ și $\mathfrak{F}_2 = 1700.\,I$):

$$\mathfrak{U}_{ab} = 5.652\,I.$$

Cîmpul mediu obținut în bare, de lungime d sau în întrefier (în lipsa barei de probă) este, cu aproximație:

$$H = \frac{\mathfrak{U}_{ab}}{d} = 5652\,\frac{I}{d}\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}}\right) = 7100\,\frac{I}{d}\,(\text{Oe})$$

în care I este în A și d în cm.

In realitate cîmpul ce se poate obține în întrefier este mai mic, în primul rînd din cauza scăpărilor magnetice. La bobinele mari, aceste scăpări s-au determinat experimental: ele cresc cu cît crește inducția în miez. La $I = 5$ A, sînt de exemplu de ordinul 20 %.

Am putea lua ca cifră de orientare, pentru cîmpul în întrefier:

$$H = (5000 \ldots 6000)\,\frac{I}{d}\,(\text{Oe})$$

In fig. 12, se arată curbele obținute experimental pentru inducția sau cîmpul în întrefier [B_{aer} (Gauss) = H_{aer} (Oersted)]. Interesantă este curba pentru întrefier nul ($d = 0$), cu piesele polare lipite. Ea ne arată, pentru fiecare valoare a inducției obținută la piesa polară, care este căderea de tensiune magnetică produsă de cir-

cuitul magnetic. Valorile curentului din abscise înmulțite cu numărul echivalent de spire (5652)

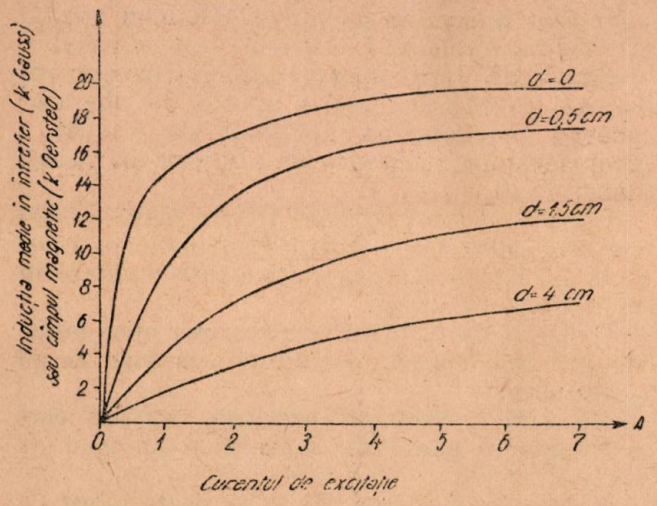


Fig. 12. Cîmpul magnetic în întrefier pentru diferite distanțe între piesele polare.

reprezintă valoarea căderii de tensiune magnetică echivalentă.

Datele acestei diagrame ar putea fi utile ca o orientare despre ce s-ar putea obține cînd în întrefier se introduce bara de încercat.

Cînd în întrefier se introduce o bară, condițiile sînt însă ameliorate în oarecare măsură prin concentrarea de flux care se produce din cauza barei, chiar și cînd aceasta ajunge la saturație. Este o eroare curentă care se face cînd se crede că la saturație, materialul are o permeabilitate egală cu a aerului sau a vidului. Starea de saturație nu se definește prin $\mu = \frac{B}{H} = 1$ ci prin $\frac{dB}{dH} = 0$ (B fiind exprimat în Gauss și H în Oersted). Din cauza acestei concentrații de flux, se obține în bară o indicație mai mare decît în piesa polară; o inducție sau un flux necesar mai mic în circuitul magnetic atrage o cădere de tensiune magnetică mai mică. Calculul circuitului magnetic real, deci neliniar, trebuie făcut grafic. Cunoscînd curbele $\phi = f(\mathcal{U})$ atît pentru circuitul magnetic cît și pentru ansamblul întrefier în paralel cu bara de încercat, se poate obține tensiunea magnetică la bară, prin construcția grafică din fig. 13.

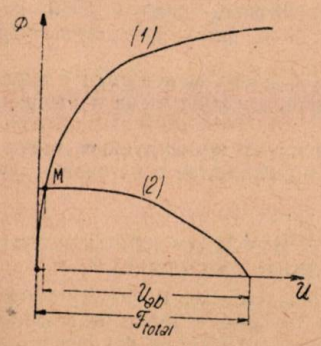


Fig. 13. Determinarea grafică a fluxului și tensiunii magnetice la bara de probă

Din cele arătate mai sus, cît și din verificări experimentale, făcute cu aliaje turnate de Al — Ni, se poate spune că permeametrul poate realiza cu ușurință cîmpuri magnetice de 5000 Oe, la un curent de excitație de 5 A sau 9000 Oe la un curent de excitație de 10 A, într-o bară de lungime utilă 40 mm și secțiune 1... 2 cm².

Galvanometrul, etalonarea sa și circuitul său de utilizare. Pentru măsurătorile magnetice este recomandabil un galvanometru balistic, cu o perioadă de aproximativ 45 secunde și o rezistență externă pentru amortizare critică de aproximativ 40 kΩ. Galvanometre cu o perioadă mult mai scurtă dau rezultate nesatisfăcătoare, din cauza constantei de timp mari a circuitului de excitație.

Sensibilitatea galvanometrului, de care depinde sensibilitatea permeametrului, este de dorit să fie de ordinul $5 \cdot 10^{-10}$ A/mm la 1 m. Cu ajutorul a două cutii de rezistențe, în serie și paralel cu galvanometrul, se poate modifica sensibilitatea ansamblului, după voie.

Galvanometrul se recomandă să se etaloneze la fiecare începere de măsurători și pentru fiecare sensibilitate aleasă. Metoda de etalonare cea mai răspîndită este aceea a inductanței mutuale etalon. In fig. 14, se arată circuitul utilizat în cazul de față R_1 și R_2 sînt rezistențele utilizate pentru modificarea sensibilității. M este inductanța mutuală etalon. A un ampermetru de precizie. Stabilind o variație de curent cunoscută în circuitul primar al inductanței M se poate ști variația totală de flux din circuitul secundar, în care se află galvanometrul; la această variație de flux se citește deviația galvanometrului și din raportul lor rezultă constanta de etalonare a galvanometrului.

Cu galvanometrul utilizat în cazul de față, s-a obținut o constantă $K\phi = 232 \frac{\text{Maxwell-spire}}{\text{div}}$, la sensibilitatea maximă. La această sensibilitate, bobinele de explorare utilizate (varianta 2) pot produce o deviație la galvanometru aproape de o diviziune

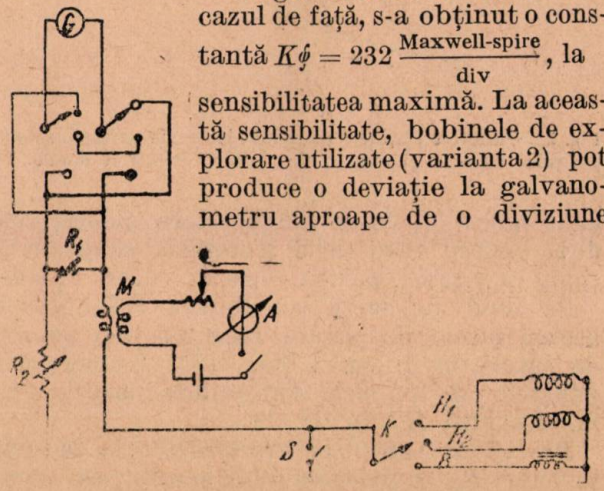


Fig. 14. Schema circuitului de măsură și etalonare a galvanometrului balistic, cu inductanță mutuală.

chiar și pentru un cîmp de $\frac{1}{4}$ Oe. Desigur că o astfel de sensibilitate nu este necesară și nici practică; pentru ridicarea unui ciclu histerezis obișnuit sensibilitatea trebuie redusă mult.

Comutatorul K din fig. 14 comută galvanometrul pe una din cele două bobine de explo-

rare (H_1 sau H_2) sau pe bobina de flux (B).

Inductanța mutuală și ampermetrul de precizie formează parte integrantă din instalația permeametrului.

Intervalul de variație al inductanței mutuale este de dorit să cuprindă următoarele două game:

0,5 — 0 — 0,5 mH și 20 — 0 — 20 mH

care permit etalonarea galvanometrului pentru orice situație.

Precizia permeametrului. Precizia permeametrului depinde de precizia instrumentelor folosite în măsurătorile și etalonările arătate mai sus. În cazul de față, s-a putut obține o determinare a cîmpului cu o eroare de 1%, pentru valori $H = 300 — 5000$ Oe. Pentru cîmpuri mai mari, eroarea de determinare crește, din cauza deteriorării treptate a uniformității cîmpului în regiunea de explorare prin bobina rotativă.

Metoda de obținere a ciclului histerezis. Înainte de începerea determinării ciclului histerezis, materialul probei de încercat trebuie

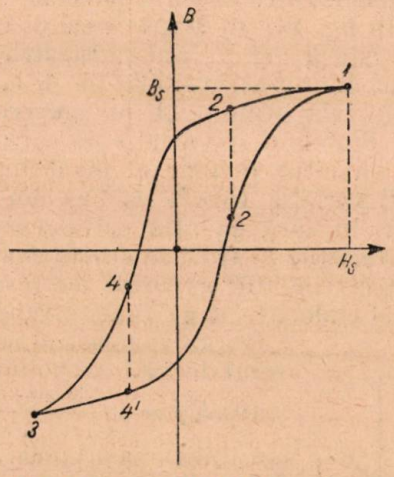


Fig. 15. Punctele obținute pe ciclul histerezis corespunzătoare pozițiilor cu același număr, ale comutatorului K din fig. 11.

adus într-o stare de magnetizare ciclică, condiție pentru care ciclul histerezis se poate închide la vîrfuri, pentru aceleași valori B_s și H_s.

Ca mod de lucru s-a folosit revenirea la același punct de plecare, care s-a ales punctul de saturație 1 sau 3 (fig. 15). Numerotarea punctelor de pe ciclu corespunde pozițiilor comutatorului K din fig. 11.

Procedeul este deci următorul: la început, se pune R_2 la valoarea zero și se trece comutatorul K de 10—20 ori de la poziția 1 la 3, obținîndu-se astfel starea de magnetizare ciclică; se măsoară variația lui B și K, obținută cînd se trece de la 1 la 3 sau invers, jumătatea valorilor obținute reprezintă pe B_s și H_s, adică coordonatele punctelor 1 și 3; plecînd de la 1 se trece succesiv în pozițiile 1—2—1—2—1..., de fiecare dată mărind treptat pe R_2 și măsurînd scăderea ΔB și cîmpul H se determină de fiecare dată coordonatele punctului 2; se repetă operația în mod analog, făcînd manevra 1 — 4 — 1 — 4 ..., și se determină coordonatele diferitelor puncte 4. În felul acesta, se obține ramura 1 — 2 — 3 — 4 a ciclului.

Concluzii. Permeametrul descris și experimentat s-a dovedit un prețios aparat de laborator pentru determinarea suficient de exactă a proprietăților magnetice ale aliajelor magnetice dure.

Cîmpul său magnetizant foarte mare — 5000 Oe sau 9000 Oe — permite examinarea celor mai dure materiale magnetice întrebuințate în mod obișnuit astăzi.

Construcția sa permite utilizarea unor probe de lungime redusă, putînd coborî pînă la 25 ... 30 mm.

Precizia măsurătorii pretinsă mai sus cere o aparatură anexă de calitate și un mod de lucru îngrijit.

Pentru precizii mai mici, se poate folosi cu mult succes un fluxmetru în loc de galvanometrul balistic. În acest caz, mînuirea aparatului devine foarte comodă, el putînd fi utilizat chiar înafara laboratorului (fabrică sau atelier).

Bibliografie

[1] *Sanford R. L.*: Magnetic Testing. Circ. Nat. Bur. Stand C. 415 (1937)

[2] *Babbitt B. J.*: An improved Permeameter for Testing Magnet Steel. Rev. Sci. Instr. 17 (1928).

[3] *Sanford R. L,*: and *Bennet E. G.*: An Apparatus for Magnetic Testing at High Magnetizing Forces. Journal Res. Nat. Bur. Stand. 10 (1933).

* *

ПЕРМЕАМЕТР С МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ БОЛЬШОЙ НАПРЯЖЕННОСТИ

Описывается осуществленный автором пермеаметр с магнитным полем большой напряженности.

Прибор используется для снятия петель гистерезиса твердых магнитных материалов, используемых для постоянных магнитов.

Можно осуществить магнитные поля в 5000 для нормальной работы и до 9000 для кратковременной работы.

Измерение поля делается с очень маленькими и плоскими катушкам ι исследования, касательными к площади магнитной линии.

Точность измерения зависит от используемых приборов. Можно осуществить определение с погрешностью в 1%.

* *

PERMEABILITATSMESSER MIT MAGNETISIERUNGSFELD VON GROSSER INTENSITAT

Es wird ein vom Autor konstruierter Permeabilitätsmesser mit Magnetisierungsfeld von grosser Intensität beschrieben. Der Apparat dient zur Aufzeichung der Hystereseschleifen von harten magnetischen Werkstoffen die für Dauermagnete verwendet werden,

Es können Magnetisierungsfelder von 5000 Oe bei normalem Betr.eb, und von 9000 Oe bei einem Betrieb von kurzer Dauer verwirklicht werden.

Die Messung des Feldes wird mit hilfe von ganz kleinen und flachen Spulen verwirklicht die die Fläche des Magnetstabes tangential berühren.

Die Messgenauigkeit hängt von den verwendeten Messgeräten ab. Es kann eine Genauigkeit mit einem Anzeigefehler von 1% erzielt werden.

Electrotehnică

MĂSURAREA PANTEI FRONTULUI UNDEI DE TENSIUNE LA IMPULS

621.3.015.7.08

Adeseori se întîlnesc dificultăţi la măsurarea duratei frontului undei utilizate la probele de impuls de tensiune. Deoarece partea iniţială a undei de impuls obţinută la osciloscraf este adesea confuză ducînd la interpretări nesigure, s-au introdus definiţii convenţionale pentru începutul undei şi pentru panta frontului, definiţii care nu sînt identice, după cum arată normele diverselor ţări.

Autorul descrie o metodă simplă pentru determinarea duratei frontului undei. Frontul undei este modulat cu o tensiune sinusoidală de amplitudine şi frecvenţă convenabile, pentru a se obţine o condiţie de zero uşor apreciabilă. Durata frontului undei se poate calcula uşor din formula $T_1 = \frac{U}{\omega A}$ în care U este tensiunea corespunzătoare valorii crestei undei înregistrate iar A amplitudinea tensiunii de modulaţie.

Autorul arată explicaţia matematică a fenomenului, schema principială a montajului, procedeul de lucru. Sînt date patru oscilograme şi un exemplu numeric edificator.

Se menţionează că metoda poate fi generalizată prin măsurarea derivatei într-un punct oarecare al oscilogramei cu condiţia ca în acel punct curbura să nu fie prea mare.

(Din **„L'elettroteenica"**, tom. XLII, nr. 6/1955, pag. 3, Carlo Zanelli).

D. P.

COMPENSAREA FACTORULUI DE PUTERE IN REŢELE DE TENSIUNE MIJLOCIE

621.316.1.027.6 :621.319.4.016.25

In reţelele de tensiune mijlocie transportul energiei reactive şi energia reactivă necesară magnetizării transformatorilor cauzează pierderi şi căderi de tensiune care impun măsuri speciale de compensare, înafara compensării perfecte a factorului de putere la consumator. In ce măsură este necesară compensarea puterii reactive depinde în felul cum aceasta este asigurată prin centrale apropiate sau prin reţele de interconexiune. Cel mai potrivit mijloc pentru producerea energiei reactive în domeniul tensiunilor mijlocii, este condensatorul de putere, care în practică este de preferinţă plasat în staţii de transformare sau de conexiune. Reglajul capacităţilor, în funcţie de energia reactivă necesară, se poate face manual sau automat.

Prin compensarea cu ajutorul condensatorilor serie se modifică constantele conductorilor. In acest fel este posibli să se micşoreze căderile de tensiune legate de sarcină sau să se controleze distribuţia energiei în reţelele buclate.

Compensarea curenţilor capacitivi de scurtcircuit la pămînt prin inductanţe corespunzătoare capacităţii faţă de pămînt a reţelei (bobine Petersen) s-a impus în reţelele de tensiune mijlocie. Prin aceasta devine ineficace mai ales arcul electric de punere la pămînt, în timp ce scurtcircuitele de lungă durată la pămînt se scurg fără pericol. Numai pentru scurtcircuitele duble la pămînt, care au o importanţă deosebită în principalele reţele interconectate. sînt necesare relee de punere la pămînt cu o funcţionare sigură. Ca un mijloc eficace de a ameliora funcţionarea releelor direcţionale de punere la pămînt s-a introdus din ce în ce mai mult mărirea curentului activ homopolar la scurtcircuite de durată.

Cerinţele în privinţa bobinelor de punere la pămînt cu interval mare de reglaj, au fost împlinite prin construcţia cu miez cufundat. Aceasta înlesneşte simţitor problema acordării permiţînd totodată şi o automatizare a acordului iniţial.

(Din **ETZ-A** caietul 18, 11 septembrie 1955, pag. 635; Otto Possner şi Hans Zimmermann).

N.K.

Maşini electrice

UN NOU TIP DE MOTOR CU NUMĂR VARIABIL DE POLI

621.313.333

In general s-a acceptat sistemul de variaţie a vitezei motoarelor de curent alternativ prin modificarea numărului de poli, cu condiţia să se realizeze: cuplu mare şi putere egală pentru fiecare turaţie, control simplu asupra conexiunilor, absenţa cuplurilor parazite; înfăşurare uşor de executat. Articolul descrie o nouă înfăşurare capabilă să realizeze, în condiţiile enumerate mai sus, schimbarea numărului de poli în raportul 3 : 1. Principiul este următorul : dacă cele 3 faze ale unui motor de inducţie sînt legate în serie în acelaşi sens se realizează un număr triplu de poli. Dar maşina devine monofazică şi nu are cuplu de pornire iar pornirea prin mijloace auxiliare duce la performanţe nesatisfăcătoare.

Înfăşurarea propusă de autori rezolvă problema. Singurul ei dezavantaj este acela că implică 11 conexiuni între maşină şi controler. Motorul realizat prezintă şi un interes didactic, putîndu-se realiza, în scopuri de laborator, prin modificarea conexiunilor, cupluri diverse, cu o mare varietate de armonice.

(Din **„Journal of the I.E.E.**, nr. 16, aprilie 1956, pag. 248—249, G. H. Rawcliffe şi B. V. Jayawant).

I. C.

MOTOR DE INDUCŢIE CU NUMĂR DE POLI VARIABIL

621.313.333

Articolul se ocupă de modul de conectare al înfăşurării primare a motorului de inducţie în scopul obţinerii unui număr triplu de poli. Soluţia este conectarea pentru secvenţa zero, ceea ce duce la o maşină monofazică cu viteza sincronă de 1/3 din cea nominală. Această soluţie are dezavantajele tuturor maşinilor monofazice : lipsa cuplului de pornire şi o slabă utilizare a înfăşurării. Autorii propun conectarea unui număr de asemenea înfăşurări de secvenţă zero, deplasate în spaţiu, în raport cu armonica a treia a cîmpului, pentru a forma o înfăşurare polifazată echilibrată. Numărul de capete ale înfăşurărilor şi operaţiile ce trebuie efectuate la trecerea de la numărul normal de poli la triplul lor nu este prea mare.

Maşina reconectată pentru un număr triplu de poli realizează performanţe remarcabile : cuplul său este aproximativ 1/2 din cuplul normal. Dacă prin proiectare se realizează un compromis între cele două cupluri, atunci ele pot căpăta valori apropiate, cu puţin inferioare cuplului unei maşini simple de egală mărime.

Se dau diagrame relative la un motor de 7,5 CP. Se indică metodele de predeterminare a performanţelor motorului.

(Din **„Journal of the I.E.E.**", nr. 16, aprilie 1956, pag. 245—246, T. H. Barton, O. I. Butler şi H. Sterling).

I. C.

APLICAŢIILE UNUI MOTOR CU NUMĂRUL DE POLI VARIABIL ÎN RAPORT 3 : 1

621.313.333

Se pune problema de a obţine la un motor cu numărul de poli variabil în raportul 3 : 1 la fiecare viteză o putere comparabilă cu cea dată de două motoare normale de aceleaşi dimensiuni. Se prezintă mai multe soluţii utilizabile în practică, indicîndu-se domeniul lor de utilizare. Astfel se arată schema de alimentare a motorului cu conexiunile modificate, printr-un autotransformator, cu o putere de 1/6 faţă de motor. O schemă mai simplă de alimentare pe două faze exclude autotransformatorul. Capetele de înfăşurări accesibile sînt reduse la şapte. Se arată că schema aceasta este deosebit de avantajoasă pentru motoare foarte mici (sub 1 CP).

Exemple de aplicaţii : diferenţa între vitezele cursei active şi a cursei de întoarcere la unele maşini unelte ca maşini de găurit sau raboteze ; posibilitatea de încărcare la viteze reduse a ascensoarelor sau maşinilor unelte ; variaţia vitezei pompelor sau ventilatoarelor în funcţie de încărcarea necesară.

Caracteristica cea mai importantă a acestor motoare o constituie energia consumată în motor. Metodele de pornire, oprire şi inversare de sens provoacă încălziri comparabile cu a motoarelor obişnuite. Energia consumată se reduce în cazul pornirii prin două viteze şi a frînării la o treime din viteza nominală.

Se indică o schemă de frînare dinamică care exclude posibilitatea pornirii în sens invers.

(Din „**Journal of the I.E.E.**," nr. 16, aprilie 1956, pag. 246—248, T. H. Baxton, O. I. Butler, H. Sterling).

I. C.

CERCETĂRI ÎN RELAŢIILE DE PORNIRE ALE UNUI ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT CU CUPLAJ DE PORNIRE

621.313.333.2 : 621.825.54

Motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit s-a impus prin construcţia simplă şi siguranţa mare în funcţionare. Dezavantajul constă, după felul construcţiei, în curentul mare de pornire : 4,5—7 ori curentul nominal.

Dezvoltarea continuă a maşinilor agricole, impune echiparea lor cu motoare electrice de puteri din ce în ce mai mari. Acesta este, în special cazul la maşinile de treierat unde se tinde să se utilizeze motoare cu rotorul în scurtcircuit în locul celor cu rotor bobinat.

Autorul şi-a propus să experimenteze : 1 — gradul de diminuare al curentului de pornire prin utilizarea unui cuplaj de pornire şi 2 — să se facă posibilă înlocuirea motorului cu rotor bobinat.

Incercările au fost făcute asupra unui motor de 17 kW 220/380 V comutabil la 380/660 V, $I_n = 57/33$ A, $n = 1475/1455$ rot/min cu un cuplaj mecanic de pornire sistem Petschke tip RP52 nr. 3 montat direct pe axul motorului.

Se expune funcţionarea cuplajului şi mersul încercărilor ca şi rezultatele obţinute, prin oscilograme. Astfel la cuplarea lentă (20,5 s) cu maşina de treierat în gol, curentul maxim survenit, a fost de 1,16 I_n după care a revenit la valoarea 0,56 I_n. In continuare se arată prin oscilograme : pornirea motorului fără cuplaj, pornirea prin cuplare bruscă şi pornirea prin cuplaj cu treierătoarea în plină sarcină ; la această ultimă probă, curentul în timpul cuplajului a atins valoarea maximă de 1,64 I_n iar pe durata cuplajului, valoarea medie de 1,16 I_n tensiunea scăzînd cu 11,4 %.

In încheiere se expune comparativ cu normele privind curentul de pornire, rezultatele obţinute în încercări ; se arată condiţiile de pornire care se cer cuplajelor şi recomandări pentru perfecţionarea lor.

(Din „**Deutsche Elektrotechnik**", nr. 1/1956, pag. 11—14, I. H. Friedrich şi B. Müller).

M. P.

INFLUENŢA TOLELOR ÎN INCĂLZIREA BAREI LA ROTOARELE ÎN SCURTCIRCUIT

621.313.333.2

Pentru determinarea procesului de pornire al unui motor cu rotorul în scurtcircuit este determinantă încălzirea, la pornire, a înfăşurării rotorului condiţionată de masele de accelerat, de momentul rezistent şi de felul pornirii.

La pornire în stea-triunghi, încălzirea rotorului va fi corespunzător mai mare decît aceea la pornire directă, în triunghi şi cu atît mai mult la porniri repetate.

In formulele clasice se determină încălzirea coliviei fără să se ţină seama, în general, de cedarea de căldură prin inelele de scurtcircuit ca şi de aceea cedată tolelor. La porniri cu durată de peste 6 s eroarea era corijată empiric. La calculul exact al cedării de căldură, coeficientul de transmisie bară de cupru-tole este presupus. Autorul expune în articol determinarea acestui coeficient pe cale experimentală ţinînd seamă de influenţele care intervin. Se face presupunerea că între bară şi tole există un interval de aer şi se deduce coeficientul de transmisie al ansamblului din cedarea de căldură bară-aer, conductivitatea termică a aerului şi cedarea de căldură aer-tole ; de asemenea, se face presupunerea cu rezerve, că cedarea de căldură axială în bară nu intervine. Autorul stabileşte că trebuie determinate experimental trei temperaturi : în primă încercare, temperatura ϑ_1 în bara de cupru şi în a doua încercare ϑ_2 în aceeaşi bară şi ϑ_3 în tole.

Incercările au fost făcute pe un sector de tole lung de 350 mm de-a lungul barei de cupru lungă de 800 mm. Temperaturile au fost luate în diferite puncte ale barei şi tolelor, pe lungime, cu termo-cupluri din crom-nichel-constantan de 0,4 mm cu o tensiune de 5,6 mV/100°C. Sudarea firelor s-a făcut astfel încît s-a evitat oxidarea în atmosferă. Se descrie în continuare precauţiile luate pentru amplasarea termoelementelor precum şi încercările efectuate, la frecvenţe cuprinse între 0 şi 50 Hz. Durata încercărilor a fost de 30 s la sarcină constantă ; ele au fost făcute pe bare de secţiuni dreptunghiulare şi circulare cu densităţi de curent de 15, 20, 25 şi 30 A/mm². Din încercări s-au dedus următoarele valori ale coeficientului de transmisie : pentru bare înalte $h = 47.10^{-3}$ W/cm² °C şi pentru bare rotunde, $h = 32.10^{-3}$ W/cm² °C.

Diferenţa mare în valori reiese din suprafaţa de contact mai mare a barei înalte cu pachetul de tole.

In continuare se expune în ce mod este influenţat coeficientul de transmisie şi se stabilesc diverse relaţii pentru verificare ; pentru simplificare în calcul se introduce un factor K, funcţie de raportul periferic-secţiunea barei. In încheiere se arată literatura consultată.

(Din „**Deutsche Elektrotechnik**", nr. 12/1955, H. Olbrisch).

M. P.

FRINAREA DINAMICĂ A MOTOARELOR DE INDUCŢIE

621.313.333 : 621.316.719.3

Prin alimentarea în curent continuu a înfăşurării statorului unui motor de inducţie, acesta devine alternator şi puterea de frînare se disipă în circuitul rotorului. Aceasta este frînarea dinamică utilizată la maşinile industriale. In comparaţie cu frînarea prin inversarea curenţilor are avantajul că nu este posibilă pornirea motorului în sens invers şi că energia consumată este mică. In schimb prezintă dezavantajul că necesită o sursă de curent continuu. La maşinile industriale problema se poate rezolva simplu cu redresori metalici. Metodele obişnuite de calcul al cuplului de frînare nu se pot aplica întotdeauna.

Articolul prezintă o metodă simplă de calcul pornind de la reactanţa de magnetizare şi reactanţa de scăpări a rotorului. Pentru maşini nesaturate se aplică un calcul analitic.

In cazul maşinilor saturate se recurge la o construcţie grafică. Rezultatele încercărilor efectuate au confirmat calculul. Se calculează durata de frînare şi se arată că aceasta se reduce prin introducerea în circuit a reostatului de pornire, parţial sau total. Se calculează rezistenţa optimă.

(Din „**Journal of the I.E.E.**", ianuarie 1956, pag. 38—39, D. Harrison).

I. C.

Transformatori electrici

PROGRESE ÎN DOMENIUL ÎNCERCĂRII TRANSFORMATORILOR LA IMPULS

621.314.2 : 621.317.333.8

Identificarea şi localizarea defectului de izolaţie la încercarea de impuls a transformatorilor, este de cea mai mare importanţă, dacă ţinem seama că străpungerea izolaţiei la încercarea de impuls nu este sezisată de încercarea în curent alternativ la 50 Hz.

Toate defectele ivite la încercarea de impuls a transformatorilor se indică şi se localizează prin oscilografierea simultană a curentului capacitiv al înfăşurării de joasă tensiune, care se scurtcircuitează şi se conectează la pămînt şi a curentului

înfăşurării care se încearcă, la care celălalt capăt se leagă la pămînt.

Se indică modul de a produce artificial toate defectele posibile : străpungeri de izolaţie (pe aceeaşi fază între înalta şi joasa tensiune sau între înalta tensiune şi cuvă) şi descărcări premergătoare străpungerii (între înfăşurările de înaltă tensiune şi cuvă sau miezul de fier, între înfăşurările de înaltă şi joasă tensiune, între diferite prize ale înfăşurării de înaltă tensiune). Pentru defectele menţionate se indică pe oscilograme înregistrarea defectului.

Metodele propuse se folosesc, cu succes, atît în cazul undelor pline cît şi în cazul undelor tăiate. La încercarea cu unde tăiate, indicaţia pe oscilogramă se îmbunătăţeşte prin conectarea unei inductanţe în circuitul de tăiere al undei.

Se indică o schemă pentru instalaţia de produs unde tăiate, cu posibilitate de reglaj cuprinsă între 1 μs şi 5 μs şi cu o precizie de 0,1 μs.

Se clarifică prin încercările pe modele realizate, toate problemele privind încercarea transformatorilor la impuls de tensiune. Această încercare este concludentă în ce priveşte siguranţa transformatorilor faţă de supratensiuni.

(Din „ETZ", tom. 77, nr. 7, 1956, pag. 193—201, Günter Helruchen).

G. H.

Conductori electrici

ASUPRA SARCINII ADMISIBILE A CONDUCTELOR IZOLATE DE CURENŢI TARI

621.315.3

S-au încercat la încălzire numeroase (70) tipuri de conducte izolate pentru a se controla dacă se îndeplinesc condiţiile § 20 din VDE 0100/8.54, care prescriu o temperatură maximă de 60°C. Temperatura s-a dedus din rezistenţa electrică pe baza formulei cunoscute :

$$\Delta\vartheta = \vartheta_2 - \vartheta_1 = \frac{R_2 - R_1}{R_1}(234{,}5 + \vartheta_1) + \vartheta_1 - \vartheta'_1, °C$$

unde ϑ_1 este temperatura iniţială, ϑ_2 temperatura finală a conductorului, $(234{,}5 + \vartheta_1)$ valoarea inversă a coeficientului de temperatură a rezistenţei pentru cupru, ϑ'_1 temperatura ambiantă.

S-a constatat că, conductele izolate în cauciuc nu se pot încărca peste limitele fixate în prescripţii. Conductele tubulare se pot încărca cu 25% peste valorile fixate în prescripţii. Conducte PVC se încălzesc în medie la temperaturi cu 10°C mai mult decît cele izolate în cauciuc, dar izolaţia suportă această suprasolicitare fără o scădere a duratei de viaţă ; deci, se pot aplica sarcinile prevăzute în prescripţii. Conducte montate direct sub tencuială se pot încărca cu 20% în plus cu condiţia să nu aibă porţiuni în aer.

Se fac propuneri pentru o nouă redactare a prescripţiilor şi o reclasificare a conductelor, se dă o tabelă pentru scăderea sarcinii în funcţie de creşterea temperaturii ambiante.

(Din **ETZ-B**, 8 (1956) 1, W. Grunfeld şi K. Mertlich).

A. A.

Tracţiune electrică

TRACŢIUNEA ÎN CURENT ALTERNATIV MONOFAZAT DE 50 Hz UTILIZÎND REDRESORI

621.33.025.1 : 621.314.6

Răspîndirea curentului alternativ de 50 Hz pentru tracţiunea electrică, a atras atenţia asupra avantajelor pe care le-ar prezenta revenirea la motoarele de curent continuu alimentate de la reţeaua de curent alternativ prin redresori. Motoarele de curent alternativ monofazate cer ca echipament auxiliar : rezistori, bobine de şoc şi condensatori. Motorul de curent continuu alimentat prin redresor necesită ca echipament auxiliar : un transformator, redresori şi aparatajul de conectare. Tensiunea redresată nu este perfect continuă, conţinînd o armonică de gradul 2 cu o amplitudine de 84% din tensiunea continuă. Curentul alternativ produs de această armonică este limitat de inductanţa totală a circuitului de curent continuu. Un rezistor în paralel cu înfăşurarea cîmpului principal reduce pulsaţiile fluxului principal la valori minime. Fluxul dat de curentul ondulatoriu se va închide însă prin polii auxiliari. Aceasta se rezolvă dacă se prevede în paralel cu carcasa motorului o punte de tablă laminată. Puntea se poate monta numai sub polii auxiliari sau se poate executa din inele de tablă laminată montate între poli şi carcasă, în completarea jugului. S-a executat şi încercat o asemenea maşină. Comutaţia este considerabil îmbunătăţită prin prezenţa punţii din laminate. Încercările au arătat că prin reducerea armonicii de curent alternativ în maşina de curent continuu (ceea ce îmbunătăţeşte comutaţia) cresc armonicele de ordin ridicat în curentul de linie, producînd interferenţe în circuitele de telecomunicaţii. Soluţia adoptată va trebui să fie un compromis între cerinţele comutaţiei şi distorsiunile admisibile în curentul liniei. Motorul de curent continuu cu redresor poate lucra în condiţii variate şi mai grele decît un motor de curent continuu simplu. Un motor de tracţiune de curent continuu poate fi utilizat cu alimentare prin redresor numai dacă construcţia lui suportă un curent de 100 Hz sau dacă se acceptă indici de funcţionare inferiori celor impuşi la o funcţionare normală, la reţeaua de curent continuu.

(Din „**The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**", Part A, iunie, 1955, A. Mandl).

I. C.

CURENŢII PRIMARI AI LOCOMOTIVEI CU REDRESOR, ÎN LINIE ŞI IN REŢEAUA ALTERNATIVĂ

621.332.018.3 : 621.335.2-831.1 : 621.314.65

Un argument împotriva întrebuinţării locomotivei cu redresor în cadrul unei electrificări de tracţiune în 50 Hz, este încărcarea reţelei de alimentare cu un factor de putere scăzut şi cu armonice superioare, în curenţi.

Autorul expune apariţia armonicelor superioare şi factorul de putere al curentului primar în locomotiva cu redresor, în funcţie de parametrii mai importanţi.

Funcţionarea locomotivei cu redresor pe traseul de încercări Höllental, a dus la perturbări în funcţionarea instalaţiilor de telecomunicaţii pe linie şi a atras atenţia asupra apariţiei unor neaşteptat de mari armonice superioare de curent pe partea de 20 şi 100 kV ale substaţiei.

Motivul acestor manifestări rezidă — după cum arată calculele şi încercările — în apariţia unor curenţi de valori importante, în substaţie datorită rezonanţei produsă de curenţii primari. Se arată că armonicele 3, 5, 7, 9, 11 şi 13 ale curentului apar cu valorile de 33,3 ; 20 ; 14,2 ; 11,1 ; 9,1 ; şi 7,7% din armonica fundamentală a curentului, ceea ce reprezintă în reţea, puteri ce nu pot fi neglijate.

In continuare, se arată influenţa frecvenţei asupra perturbărilor în linia de telecomunicaţii, condiţiile de rezonanţă în linie, calculul cu teoria cuadripolului pe modele de reţea.

De asemenea se arată că intercalarea condensatorului pe linie sau locomotivă, pentru îmbunătăţirea factorului de putere, prezintă anumite dezavantaje în fenomenele de rezonanţă.

Prin calcule şi experimentări s-a dovedit că valorile importante ale curenţilor primari, în rezonanţă, au putut fi amortizate — prin intercalarea unor elemente rezistenţă-condensatori în linie — şi aduse la valori care n-au mai produs perturbări. Intercalarea elementelor de amortizare poate combate efectiv apariţia unor rezonanţe posibile chiar în condiţii exagerat de nefavorabile.

Articolul se încheie cu o anexă în care se expune prin calcul matricial, cu exemple, obţinerea valorilor frecvenţelor proprii ale punctelor de rezonanţă, într-o reţea cu conductori omogeni.

(Din **ETZ-A**, nr 7/1956, pag. 205—216, Röbert Jotten şi Ludwig Lebrecht).

M. P.

Aparate electrice

NOI ORIENTĂRI IN TEORIA COMUTATORILOR OBIŞNUIŢI

621.316.543

In contrast cu teoria clasică, autorul susţine că comutatorul nu este un motor-generator, deoarece poate funcţiona în sarcină cu un unghi de întîrziere egal cu 0, ci este un motor

în gol, curentul trecînd direct din reţeaua primară în cea secundară, fără a trece prin înfăşurarea indusă. Curentul de înfăşurare acoperă doar pierderile de mers în gol.

(Din „Elettroteenica", vol. 42, nr. 10/1955. P. Vernacchia).

A. A.

APARAT PENTRU INCERCAT IZOLAŢIA ÎNTRE SPIRE LA BOBINE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

621.317.735

Principiul aparatului pentru încercat izolaţia între spire, este cunoscut de aproape 10 ani. Totuşi aparatul nu a fost construit pentru un domeniu mare de utilizări, întrucît nu se cunoştea felul solicitării izolaţiei în spire, la descărcări de înaltă frecvenţă.

In articol se arată că în 1950 s-a realizat un astfel de aparat într-o fabrică şi că rezultatele obţinute au fost satisfăcătoare. In continuare se expune realizarea şi funcţionarea unui astfel de aparat, mai perfecţionat, construit în 1954, după acelaşi principiu.

In acest aparat, bobina de încercat este supusă la descărcările unor oscilaţii puternic amortizate ale unei frecvenţe de rezonanţă cuprinsă între 20 şi 200 kHz, corespunzătoare bobinei de încercat. La această frecvenţă este acordat circuitul de măsură în care este intercalat un voltmetru electronic. In cazul cînd bobina prezintă un defect în izolaţie între spire, se schimbă frecvenţa iar condiţia de rezonanţă în circuitul de măsură, nu mai este satisfăcută. Inafară de aceasta, amortizarea devine apreciabil mai mare astfel încît indicaţia voltmetrului electronic se reduce cu minimum o treime faţă de indicaţia maximă obţinută.

In continuare se arată caracteristicile rezultate în încercări: dependenţa frontului undei, alura liniară în amortizările oscilaţiilor fundamentale, raportul amplitudinelor etc.

Intr-un timp se renunţase la circuitul oscilant cu voltmetru electronic, controlul oscilaţiilor făcîndu-se cu un osciloscop; s-a revenit însă la prima soluţie, observarea imaginilor la osciloscop, fiind obositoare.

In încheiere, se descrie realizarea pupitrului de măsură, cu dispoziţia diverselor aparate, caracteristicile lor ca şi mersul operaţiilor pentru încercare.

(Din „Deutsche Elektrotechnik", nr. 12/1955, pag. 433—434, H. Mierich).

M. P.

TRANSPORTUL MATERIALULUI LA PIESELE DE CONTACT DIN AUR ŞI AUR-NICHEL

621.316.5

Durata de viaţă a pieselor de contact la sarcini mici în curent continuu, este limitată mai cu seamă de transportul materialului. Pînă în prezent, în cercetările transportului uşor de material, se făcea ipoteza că el este independent de inductivitatea circuitului dacă aceasta nu depăşeşte cîţiva microhenry. In ultimul timp s-a stabilit o strînsă legătură între cantitatea de material transportată şi inductivitate chiar la valori sub 1 μH. Aceste rezultate au dat loc la presupunerea că şi diferitele rezultate obţinute de diverşi cercetători la mult întrebuinţatele contacte din Au-Ni 95/5 pentru aparate de măsură, au fost influenţate de inductivităţi mici. Inafară de aceasta era necesară şi cercetarea reversibilităţii transportului în seria Au-Ni cu 5% Ni, pentru că între 0 şi 17% Ni nu apăreau proprietăţi deosebite.

Autorul arată că din acest motiv, s-au întreprins cercetări asupra volumului de metal transportat în funcţie de inductivitatea circuitului pentru Au şi aliajul Au-Ni cu un conţinut de Ni cuprins între 1 şi 16 procente la greutate.

In continuare se descrie dispozitivul pentru cercetări ca şi schema electrică pentru obţinerea inductivităţii în limitele impuse. Deplasarea contactelor a fost realizată prin oscilaţii de rezonanţă produse de un electromagnet. S-a atins amplitudinea maximă de 1mm, cu o fusiune între contacte între 100 şi 200 g şi viteza de stabilire şi intreruperea contactului de 20 m/s. Schema electrică realizată a permis să se reducă inductivitatea pînă la 0,06 μH; prin dispozitive adecvate, această inductivitate a putut fi mărită după necesitate. Prin intercalarea unui al doilea întrerupător de rezonanţă şi prin decalarea curentului de excitare al electromagnetului s-a putut decala în timp oscilaţiile acestui întrerupător auxiliar faţă de oscilaţiile întrerupătorului încercat în aşa fel încît s-au putut realiza orice condiţii pentru felul contactului: cu sau fără curent la stabilirea sau întreruperea lui etc.

Vîrfurile şi golurile produse de transportul materialului au fost reproduse cu o mărire de 100 ori cu un aparat de proiecţie iar volumul materialului a fost stabilit cu o eroare medie de 10%. Caracterele celuilalt electrod au fost măsurate microscopic. Pentru fiecare măsurătoare la aliaje cu Ni s-au făcut $1{,}8.10^6$ întreruperi şi stabiliri de curent în circuit.

In continuare se arată rezultatele încercărilor făcute, prin diagrame, pentru materialul transportat, în funcţie de inductivitatea circuitului, la diverse conţinuturi de Ni în aliaj. Se remarcă alura curbei pentru aliajul Au-Ni 95/5 al cărui transport de material este relativ important pentru o inductivitate de 0,06 μH, scade pe măsură ce inductivitatea creşte, se anulează şi îşi schimbă sensul la inducţie de 1,3 μH.

In expunerea rezultatelor obţinute, autorul distinge trei grupe de curbe: prima în care transportul de material este independent pentru inductivităţi sub 0,3 μH; peste această valoare, transportul creşte şi capătă pentru anumite proporţii de Ni o valoare max mă şi scade. In grupa a doua pentru conţinut de Ni cuprins între 5% şi 10% maximumul curbei este pentru o inductivitate sub 0.06 μH iar pentru inductivităţi de 1 μH curba îşi schimbă sensul. Grupa a treia se referă la curba pentru conţinut de Ni de 16%. Curba aceasta nu are maximum ci îşi schimbă sensul cu o înclinare lină şi are o stabilitate pronunţată pentru inductivităţi mari.

In încheiere autorul arată particularităţile transportului de material la diverse conţinuturi de Ni.

(Din ETZ-A, nr. 7/1956, pag. 201—205, Merl Wilhelm).

M. P.

Mutatori

EVOLUŢIA MUTATORILOR BROWN BOVERI

621.314.57 : 621.314.652

La 6 şi 7 iunie 1955, societatea Brown Boveri a organizat o serie de conferinţe şi demonstraţii practice în scopul de a ilustra recentele progrese în construcţia mutatorilor cu vapori de mercur şi a convertizorilor cu contacte şi de a justifica concluziile la care s-a ajuns, referitor la dezvoltarea lor, concluzii datorite experienţei atîtor zeci de ani asupra miilor de mutatori în serviciu, în toate ţările lumii şi a unei lungi şi tăcute activităţi de cercetări în laborator.

Concluzia cea mai importantă la care s-a ajuns — care stă la baza construirii actuale a mutatorilor — este că trebuie utilizat mutatorul cel mai adecvat pentru scopul propus. S-a abandonat deci criteriul iniţial de a utiliza o serie unică de mutatori de putere adecvată pentru orice utilizare.

Sînt arătate, în continuare, aplicaţiile importante ale convertizorilor de curent alternativ în curent continuu de medie şi mare putere: tracţiune, electroliză industrială, alimentarea motoarelor de curent continuu cu viteză variabilă, precum şi condiţiile de funcţionare particulare ale acestor aplicaţii.

Pentru tracţiune se cere: tensiune continuă practic constantă adesea foarte ridicată (pînă la 4 000 V), mari intensităţi de curent, mari variaţii de sarcină, funcţionare adesea automată, simplitate de manevrare şi întreţinere, protecţia grilei la puteri mari şi tensiuni mari. Nu sînt necesare condiţii particulare de reglaj şi randament.

Pentru electroliză, aproape întotdeauna este necesar să se regleze tensiunea sub sarcină, în limite largi sînt necesare tensiuni foarte joase şi curenţi foarte ridicaţi. Aici este foarte important de a reduce căderea de tensiune pentru a mări randamentul. Nu lucrează în suprasarcină însă de cele mai multe ori lucrează în condiţii dificile datorite mediului ambiant (gaze corozive şi temperatură). Deci, aici trebuie să se realizeze o răcire eficace, un reglaj continuu, continuitatea serviciului şi randament optim.

Pentru laminoare şi, în general, pentru alimentarea şi reglajul motoarelor de curent continuu cu viteză variabilă

se prezintă condiţii ivite atît la tracţiune cît şi la electroliză de exemplu : puternice şi repetate variaţii de sarcină (ca la tracţiune), ample intervale de reglaj a tensiunii şi dificile condiţii de temperatură ambiantă (ca la electroliză).

Ţinînd seama de aceste cerinţe atît de diferite pentru cele mai importante domenii de aplicaţie ale convertizorilor. Societatea Brown Boveri a dirijat studiile şi cercetările în sensul de a găsi mijlocul de redresare cel mai adecvat pentru fiecare gen de instalaţie şi de a rezolva substanţial probleme privind corecta funcţionare a mutatorilor cît şi tehnica constructivă (probleme tratate pe larg în diversele articole ale fasciculei „Moutateurs" nr. 5—6 din Revue Brown Boveri 1955).

In continuare sînt expuse, în funcţie de cerinţele funcţionale arătate mai sus, tipurile de convertizori mai adecvaţi, modul cum au fost rezolvate aceste cerinţe şi încercările efectuate asupra lor în condiţii de exploatare.

(Din „L'elettroteenica", tom. XLIII, nr. 1/1956, C. Alfisi).

D. P.

Aparate electro-medicale

UN PSIHOGALVANOMETRU SIMPLU

621.317.715 : 159.9.072.533.8

Principiul acestui aparat întrebuinţat în institutele de psihiatrie, constă în măsurarea schimbării de rezistenţă a pielii, survenite din cauza unei turburări emoţionale.

Trecîndu-se în revistă diferitele posibilităţi de realizare a acestei măsurători, autorul o descrie pe cea mai recentă. Variaţia de curent determinată de variaţia rezistenţei pielii este măsurată la bornele unei rezistenţe mari, de un voltmetru electronic ; un sistem electromecanic înregistrează grafic, pe o bandă rulantă variaţiile de rezistenţă în timpul unei emoţii suferite de pacient. S-a putut de exemplu constata cum de la 85 kΩ rezistenţa a scăzut la 50 kΩ, cînd pacientul a fost speriat de sunetul unui claxon puternic.

Aceste experienţe servesc la determinarea influenţelor diferitelor stimulente nervoase.

(Din „Electronic Engineering", ianuarie, 1956, Withers).

M. B.

CITOANALIZORUL

621.389 : 57

Colaborarea dintre electronică şi diversele ramuri ale ştiinţei şi tehnicii este din ce în ce mai dezvoltată. Se cunosc astfel aplicarea metodelor de televiziune în astronomie. De curînd o tehnică similară se utilizează în biopsii. Citoanalizorul este un aparat care serveşte la analizarea celulelor. El se utilizează în depistarea timpurie a cancerului şi în esenţă constă dintr-un microscop şi un dispozitiv electronic, ultimul incluzînd şi un televizor. Celulele suspecte se dispun pe lamela microscopului, iar imaginea este analizată prin procedee electronice. Dacă în preparat apar celule cu nuclee mari — suspecte de a fi canceroase — atunci imaginea nu mai este explorată şi nucleul respectiv este proiectat pe ecranul televizorului, unde apare în culori.

Tehnica respectivă prevede preluarea celulelor din plămîni de unde celulele se pot prelua mai uşor. Intreaga analiză durează circa un minut, astfel încît citoanalizorul este destinat în primul rînd examinărilor în serie. El a fost produs ca rezultat al colaborării dintre Institutul Sloan — Kettering de cercetări asupra cancerului şi un laborator de electronică. (Din „Life", aprilie, 1955).

E. N.

Aparate electro-casnice

PROBLEME ALE CURENTULUI DE SCURGERE (DERIVARE)

643.336.6 : 621.317.333

Articolul ridică problema curentului de scurgere (derivaţie) şi a tensiunii de atingere, a aparatelor electro-termice de uz casnic, care pot periclita viaţa celui ce le întrebuinţează.

In acest scop, la plăci de reşouri normale şi reglabile, de diferite construcţii, diametre şi valori de conexiune, s-au determinat mărimile curentului de scurgere (derivaţie), după normele VDE 0720 (proiectul nou) şi CEE-Publicaţia 11, precum şi măsurarea temperaturii suprafeţei de încălzire a reşoului la sarcină şi la funcţionare în gol. Cu toată suprasolicitarea termică a suprafeţei de încălzire, valorile curentului de scurgere (derivaţie) nu au atins nici pe departe valorile curentului de trecere prin corpul omenesc care ar periclita securitatea celui ce le exploatează.

Sînt redate diagrame care arată dependenţa curentului de scurgere (derivaţie) în funcţie de timpul de lucru pentru diferite cazuri de exploatare a plăcilor de reşouri, la care s-a făcut reglajul tensiunii de alimentare.

De asemenea este discutată şi valoarea rezistenţei corpului omenesc pentru diferite tensiuni, precum şi reacţile organismului uman pentru diferite valori de curent ce-l străbat.

(Din „ETZ-A" nr. 8, aprilie, 1956, pag. 237 — 244 Harald Müller).

W. L.

Electronica

CARACTERISTICILE TRANZISTORILOR PENTRU PROIECTAREA CIRCUITELOR

621.314.7.012

Articolul dă indicaţii asupra comportării diferiţilor parametri ale tipurilor existente de tranzistori, precum şi variaţiile acestor parametri cu polarizarea şi temperatura.

Aceste date sînt sistematizate în tabele, alcătuind un fel de catalog al tranzistorilor.

Aici se află sistematizate proprietăţile fizice, valori maxime ale datelor electrice, parametri de joasă frecvenţă pentru semnale reduse şi caracteristici pentru montaje cu baza la pămînt, emiterul la pămînt şi colectorul la pămînt, circuite de comutare pentru 218 tipuri de tranzistori : triode de joncţiune, triode de înaltă frecvenţă, tetrode, unităţi de putere, fototranzistori.

(Din „Electronics", ianuarie, 1956, Seymour Schwartz).

M. B.

Amplificatori

PROBLEMA AMPLIFICATORILOR MAGNETICI

621.375.3

Elementele care pun în evidenţă calitatea preamplificatorilor sînt factorul de amplificare şi constanta de timp.

Aprecierile cele mai bune se fac asupra pieselor la care raportul acestor elemente este maxim.

In articol se tratează problemele în legătură cu posibilităţile de mărire ale acestui raport, care poartă denumirea de factor de calitate. Se iau în discuţie forma şi calitatea miezului magnetic în legătură cu posibilităţile obţinerii unei curbe de magnetizare, cît mai apropiată de curba ideală a unui amplificator.

De asemenea se face comparaţie între caracteristicile redresorilor de seleniu, germaniu şi electronici în legătură cu efectele rezistenţelor interne şi ale curenţilor inverşi asupra factorului de calitate.

Se trag concluzii asupra montajelor optime ale amplificatorilor, pentru ca cuplajele magnetice dintre circuitul de comandă şi cel de sarcină să aibe efectele cele mai favorabile asupra constantei de timp.

Arătîndu-se influenţa curenţilor de egalizare care apar în circuitul de sarcină şi în circuitul de comandă asupra proprietăţilor dinamice ale amplificatorilor, se indică remediile împotriva efectelor dăunătoare ale acestora.

(Din ETZ-A, tom. 1, nr. 3/1955, Fritz Kümmel).

S. S.

CALCULUL AMPLIFICATORILOR MAGNETICI CU SARCINI COMPLEXE

621.375.3

Metoda de calcul redată în acest articol permite determinarea rapidă şi uşoară a dimensiunilor minime ale amplificatorilor magnetici de putere. Precizia metodei depinde de concordanţa dintre caracteristicile magnetice folosite şi cele care corespund materialului întrebuinţat.

Posibilitatea de aplicare a diverselor caracteristici pentru calculul amplificatorilor se poate aprecia comparînd între ele curbele de magnetizare, motiv pentru care în articol se face sugestia trecerii la o tipizare a miezurilor magnetice cu stabilirea curbelor lor de magnetizare.

Metoda de calcul expusă poate fi extinsă la totalitatea amplificatorilor cu reacţie internă, cu condiţia ca în locul coeficientului de amplificare — k_a — să se folosească un termen de $(1 - k_r)^{-2}$ ori mai redus, k_r fiind coeficientul de reacţie al amplificatorului.

In legătură cu faptul că amplificatorii cu reacţie internă au o schemă echivalentă cu cea a amplificatorilor cu înfăşurări de curent alternativ conectate în paralel, aceste înfăşurări vor avea un număr dublu de spire faţă de amplificatorii fără reacţie.

Pentru amplificatorii cu reacţie externă, trebuie luat în consideraţie pe lîngă schimbarea coeficientului de amplificare, faptul că o parte din fereastra miezului magnetic este ocupată de înfăşurarea de reacţie.

Aceeaşi metodă de calcul este propusă de autori pentru proiectarea amplificatorilor în dublu tact şi a amplificatorilor cu miezuri toroidale.

(Din „**Avtomatica i telemehanica**", nr. 1/1955, Vasilieva N. P. şi Sedîh O. A.).

S. S.

AMPLIFICATOR PENTRU SERVOMOTOR, CU TRANZISTORI DE PUTERE CU SILICIU

621.316.7.077.2 : 621.375.4

Amplificatorul este format din trei etaje. Primele două utilizează tranzistori cu siliciu de tipul 904. Ultimul, utilizează doi tranzistori de putere în push-pull. Nu s-a pus transformator de ieşire întrucît înfăşurarea de control a motorului este prevăzută cu o priză mediantă; componenta de curent continuu este mică, etajul final lucrînd în clasa B.

S-a aplicat o reţea de reacţie negativă de la ieşire pe primul etaj. Se analizează pe montaj, elementele care contribuie la stabilitatea amplificatorului la frecvenţe joase şi înalte. Caracteristica de amplificare care se reprezintă, indică un cîştig constant pe o bandă largă de frecvenţe (400 Hz). De asemenea la diverse puteri cerute la ieşire pînă la 3 W, cîştigul rămîne constant. Pentru puteri mai mari de 5 W se indică o a doua schemă de amplificator.

Pentru o ieşire de 3—5 W, distorsiunile de amplitudine sînt mai mici de 10%.

(Din „**Electronics**", ianuarie, 1956, Lacy şi Davis).

M. B.

TRANSFORMATORI CU FLUX MAGNETIC RAMIFICAT

Un nou tip de amplificator magnetic

621.375.3

La reglajul tensiunii înfăşurării secundare a transformatorilor, se pot utiliza transformatorii cu comutaţia spirelor, transformatori cu bobină de şoc, sau transformatori cu flux magnetic ramificat. Transformatorul cu flux magnetic ramificat permite o reglare lină a tensiunii secundarului şi cîntăreşte mai puţin decît transformatorii cu bobine de şoc.

In articol se dă o metodă grafo-analitică de construire a caracteristicilor transformatorului cu flux magnetic ramificat, cu o sarcină activă constantă, precum şi metoda de calcul a transformatorului.

Transformatorul are un circuit magnetic ramificat. Fluxul magnetic din înfăşurarea primară se ramifică în două fluxuri: unul care se cuplează cu înfăşurarea secundară şi al doilea care se închide printr-un şunt magnetic. Permeabilitatea magnetică a şuntului se poate varia prin magnetizarea sa cu curent continuu, deci fluxul care trece prin şunt de asemenea se poate varia. Astfel se variază şi fluxul care se cuplează cu înfăşurarea secundară şi, deci şi tensiunea ei.

Calculul parametrilor transformatorului cu flux magnetic ramificat se face cu condiţia greutăţii minime prin puterea de comandă dată.

Spre deosebire de metodele de calcul cunoscute ale amplificatorilor magnetici, unde forma armăturii este dată, în articol se dă un calcul în care raportul înălţimii şi grosimii ferestrei se determină după rezolvarea sistemului de comandă.

In încheiere se dau rezultatele experimentale ale unui transformator cu flux magnetic ramificat cu o putere de 35 W.

(Din „**Avtomatica i telemehanica**" nr. 1/1956).

E. M.

AMPLIFICATORI MAGNETICI CU ACŢIUNE RAPIDĂ, PENTRU SISTEMUL DE REGLARE AUTOMATĂ DE URMĂRIRE CU MOTOR DE CURENT ALTERNATIV

621.316.7.078 : 621.375.3

In articol se descrie schema şi proprietăţile principale ale unui amplificator magnetic cu o alternanţă, în punte.

Se propune schema unui amplificator cu acţiune rapidă cu o ieşire în două alternanţe. Se dau datele principale ale unui amplificator magnetic în trei etaje la o frecvenţă de 427 Hz, cu un coeficient de amplificare de putere de 10^5, cu o durată a procesului tranzitoriu maximum de 5 ms şi destinat pentru comanda unui motor asincron de mică putere. Se dau rezultatele experimentale ale unui sistem de reglare automată de urmărire a unui motor de curent alternativ cu amplificator magnetic.

(Din „**Avtomatica i telemehanica**", nr. 3/1956).

E. M.

AMPLIFICATORI MAGNETICI PENTRU COMENZI ŞI REGLAJE

621.316.7 : 621.375.3

In articol se stabilesc criteriile pentru seriile unice de amplificatori magnetici, care se disting prin gamele de puteri şi factorii de calitate. In acest scop se studiază forma şi calitatea miezurilor, precum şi modul de înfăşurare în legătură cu utilizările şi preţurile de cost.

Se dau tabele care indică materialul şi datele tehnice ale miezurilor magnetice toroidale executate din bandă spiralizată, destinate preamplificatorilor de putere nominală cuprinsă între 10 şi 500 VA şi amplificatorilor de putere pînă la 10 000 VA, precum şi ale amplificatorilor de puteri cuprinse între 50 şi 18 000 VA cu miezuri executate din tole silicioase laminate la cald şi la rece.

In încheiere se face o trecere în revistă a schemelor cele mai raţionale în legătură cu diversele întrebuinţări ale amplificatorilor magnetici în tehnica reglajului şi a comenzilor.

Pentru toate schemele sînt indicate materialele folosite, factorii de amplificare şi factorii de calitate.

(Din **ETZ-B**, tom. 1, nr. 4/1956, Alfred Lang).

S. S.

Automatica

CONSTRUIREA ŞI MODUL DE LUCRU AL REGLAJELOR AUTOMATE

621.316.7.078

Articolul are un caracter de sinteză, trecînd în revistă utilizările sistemelor de reglare automată şi componentele lor (respectînd strict definiţiile din DIN 19226).

Autorii încep a examina scheme bloc şi — sub forma de tabelă — diverse exemple din practica de reglaje de putere sau de debit, trecînd apoi la examenul ceva mai detaliat al elementelor schemelor bloc, ocupîndu-se în mod special de amplificatori de diverse tipuri (electrici, mecanici) după care se examinează două aplicaţii de reglaj al vitezei unui motor de curent continuu.

In cadrul expunerii, se indică o demonstraţie simplă a îmbunătăţirii stabilităţii punctului de zero prin reacţie negativă ca şi o soluţie pentru a avea o ieşire bidirecţională cu

elemente unidirecționale, de asemenea cîțiva amplificatori mecanici sau electromecanici.

Autorii arată că nu numai amplificarea este suficientă pentru a caracteriza un amplificator ci și timpul de răspuns definind în consecință „amplificarea dinamică" drept raportul lor (ca valori indicate : 10^8 pînă la 10^9 amplificator electronic ; 10^4 amplificator magnetic ; $0{,}5 \times 10^4$ pînă la 10^4 amplidină). Este interesant de remarcat că durata de funcționare a unui tub electronic se admite a fi de 10 000—20 000 ore, deci aproximativ 1—2 ani de funcționare neîntreruptă (mai mult decît mașinile amplificatoare) cît și faptul că sînt amintiți și tranzistorii. Se scot în evidență și proprietățile amplificatorilor magnetici cu viața practic nelimitată.

La sfîrșit este indicată o bibliografie de 58 lucrări de specialitate, în mare majoritate germane.

(Din **ETZ**, nov., 11/1955, Otto Mohr și Helmut Rehm).

N. N. C.

Electrocomunicații

UNGHIUL SUB CARE SOSESC UNDELE DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ REFLECTATE DE IONOSFERĂ

621.396.11 : 551.510.535

Articolul descrie un aparat care măsoară unghiul sub care sosesc undele de înaltă frecvență pe pămînt, după reflecția în ionosferă.

Cunoașterea acestui unghi este utilă la proiectarea antenelor de recepție, a semnalelor telefonice transatlantice ca și în orice studiu al caracteristicilor semnalelor de înaltă frecvență. Sistemul se bazează pe compararea amplitudinilor semnalelor primite de două antene orizontale situate la 33 m și 12,5 m deasupra pămîntului. Compararea se efectuează amplificînd semnalele și aplicînd tensiunile de înaltă frcvență astfel obținute, pe plăcile de deflecție ale unui osciloscop catodic. Dacă avem o singură undă incidentă, cele două f.e.m. produse în cele două antene, sînt în fază indiferent de înălțimile lor și pe ecranul osciloscopului apare o dreaptă a cărei înclinare este o funcție simplă de unghiul de înclinare al undei.

Articolul ia în considerare și cazul general al mai multor semnale incidente.

(Din „**Wireless Engineer**", februarie 1956, Wilkins și Minnis).

M. B.

ANTENA PREZENTÎND O DIAGRAMĂ DE RADIAȚIE CU LOB LĂRGIT

621.396.677

In anumite aplicații ale radarului este necesar a se obține o radiație maximă și constantă într-un sector determinat, adică o caracteristică de forma arătată (fig. 1).

Autorul analizează teoretic care sînt condițiile pe care trebuie să le îndeplinească paraboloidul reflector și sursa

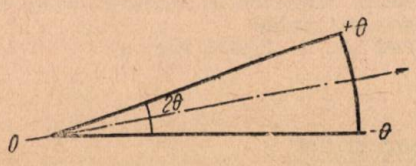


Fig. 1

de energie din focarul acestuia. Astfel, el dă ideea utilizării a două antene horn alăturate, ca sursă de energie (în loc de una ca de obicei), ceea ce ne apropie de condiția unui cîmp echifazic și de amplitudine constantă în deschidere.

Se dau dimensiunile optime ale reflectorului și ale sursei primare și se compară rezultatele experimentale cu cele teoretice.

(Din „**Annales de Radioelectricité**", octombrie, 1955, L. Thourel).

M. B.

TEORIA PRECORECȚIEI ERORILOR DE TRANSMISIE

Acest articol studiază anumite probleme de teoria informațiilor în legătură cu teorema lui A. Feinstein, căreia i se dă o demonstrație elementară, completînd-o într-un punct crucial. Articolul reprezintă o prezentare a unei expuneri făcută de autor la Institutul H. Poincare, în cadrul Săptămînii teoriei informațiilor, organizată de autorul articolului și M. P. Schutzenberger, în cadrul Grupului de cercetări asupra calculului probabilităților.

Teorema lui Feinstein este în legătură cu așa numita teoremă 11 a lui Shannon, care încearcă să arate că dacă cheltuelile de emitere și recepție sînt neglijabile, iar costul transmisiei este proporțional cu numărul literilor transmise, se poate face ca frecvența erorilor să tindă spre zero, fără ca prețul transmisiei să tindă spre infinit. Demonstrația dată de Shannon s-a dovedit însă a fi incompletă. O teorema completă în acest sens a fost dată de A. Feinstein, care a arătat că în prezența deformării aleatorii a mesajelor de către linia de transmisiuni, este posibil de a se transmite cu o probabilitate de eroare și cu o echivocare uniform mărginite și cu un debit ne nul.

Articolul lui Mandelbrot este scris la un înalt nivel matematic, problemele fiind tratate din punctul de vedere al statisticii matematice. Astfel se precizează în primul rînd terminologia. Mesajul este format din cuvinte, iar acestea din litere, care permit transmisia. Literele emise sînt elementele x ($1 \leqslant x \leqslant X$; $x \leqslant X$) iar semnalul recepționat este format din literile y ($1 \leqslant y \leqslant X$; $y < X$). Perturbația este ansamblul tuturor deformațiilor aleatorii care la un x emis fac să corespundă un y, cu o probabilitate $p\left(\frac{y}{x}\right)$, caracteristică liniei de transmisiuni. Se presupune că legea distribuției este cunoscută atît de emițător cît și de receptor.

Se analizează apoi chestiunea diagnosticului și a restituirii. In absența perturbațiilor, problema comunicațiilor se reduce la identificarea mesajului primit, cu ajutorul observării proprietăților acestui mesaj, care îl deosebesc de alte mesaje. In acest caz se vorbește de „diagnostic". In prezența perturbațiilor, mesajul trebuie „ghicit". Orice procedeu sistematic de ghicire se numește „procedeu de restituire". In această privință se distinge un punct de vedere clasic, introdus de N. Wiener și A. Kolmogoroff — ceea ce conduce la „strategiile de recepție și restituție ale lui Bayes". Menționăm că metoda lui Bayes modernizată poartă numele de metoda lui Neyman.

In articol se dă o interpretare statistică teoremei lui Feinstein, după care se dă o demonstrare generală a ei, se discută rezultatele și se analizează metodele efective de precorecție, legate de procedeul lui Hamming.

(Din „**Annales des Telecomunications**", vol. 10, nr. 6. iunie, 1955, B. Mandelbrot). E.N.

UN NOU OSCILOSCOP CU MAI MULTE REPREZENTĂRI SIMULTANE

621.317.755

De curînd s-a realizat un oscilograf ce permite urmărirea simultană a 24 de semnale pe un ecran de 50 cm.

Informația este prezentată prin modularea în intensitate a unui cadru cu 5 000 cicli/s. Se întrebuințează un singur tun electronic. Este prevăzut un control al poziției fiecărui traseu.

O fereastră specială de control, permite accelerarea unei porțiuni a traseului explorat, pentru a putea fi examinată în detaliu. Un preselector auxiliar trasează repere de timp de 0,1 și 0,01 s pe ecran și comandă explorarea după o perioadă de încălzire ajustabilă, urmînd pulsului inițial. Această proprietate este deosebit de fructuoasă cînd tubul este folosit pentru comanda unor înregistrări pe bandă feromagnetică de 24 de canale cum sînt cele folosite în lucrările seismografice.

(Din „**Electronic Engineering**", ianuarie, 1956).

M. B.

DIVIZOR DE FRECVENŢĂ CU INDUCTANŢĂ SATURATĂ

621.314.263

Circuitul descris serveşte la producerea de pulsuri de sincronizare pentru un modulator de radar cu o frecvenţă pe jumătate ca cea de alimentare. El permite însă şi alte diviziuni ale frecvenţei, servind astfel în orice altă aplicaţie.

Principiul său este următorul: inductanţa L din circuitul LCR din fig. 1, are un circuit magnetic a cărui caracteristică BH este dată în fig. 2.

In porţiunea $OSOS'$ inductanţa incrementală este constantă $L = L_u$ şi în regiunea $ST\,S'T'$ ea devine $L_s = 0$. Aplicînd circuitului o tensiune de alimentare $E \sin \omega t$ el începe

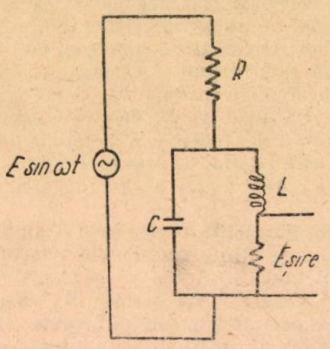


Fig. 1

să oscileze pe frecvenţa ω şi amplitudinea oscilaţiilor creşte pînă ce valoarea curentului în inductanţă determină un astfel de cîmp H ce intră în regiunea saturată, în acel moment energia înmagazinată pînă acum în inductanţă este livrată pe r sub forma unui puls de curent care apare la ieşire. Acest proces se repetă la fiecare ciclu al tensiunii de alimentare, deci cu o

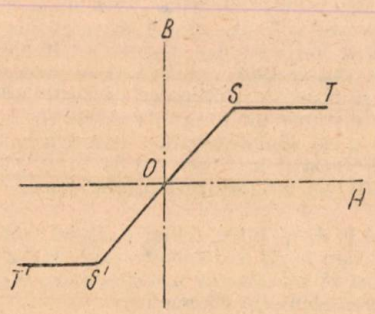


Fig. 2

frecvenţă înjumătăţită faţă de a acesteia. Alegînd convenabil parametrii circuitului, se pot obţine şi alte diviziuni de frecvenţă. Articolul comentează rezultatele obţinute practic.

(Din „Wireless Engineer", decembrie, 1955, Court şi Scolla y).

M. B.

INSTALAŢII CU VOLANT PENTRU ALIMENTARE, ÎN TEHNICA INFORMAŢIILOR

621.313.15 : 621.395

Necesităţile importante în instalaţiile de alimentare cu energie electrică în tehnica informaţiilor sînt: *a*) evitarea chiar şi a celei mai scurte întreruperi a tensiunii de alimentare din reţeaua locală; *b*) la stabilirea curentului, alimentarea să se facă fără şocuri de tensiune, păstrînd frecvenţa în limite acceptabile. Aceste condiţii au dus la instalaţii auxiliare de alimentare, de volum apreciabil, astfel încît a devenit o necesitate simplificarea şi ieftenirea lor.

In ultimul timp s-au introdus două tipuri de instalaţii cu volant pentru alimentarea auxiliară cu energie electrică: I. Instalaţie cu grup motor-volant-generator; II. Instalaţie cu grup maşină reversibilă-volant.

Gradul de siguranţă este mărit prin completarea acestor instalaţii, fie cu un grup electrogen separat (de exemplu motor Diesel-generator), fie prin cuplare cu un motor Diesel.

In cazul întreruperii curentului în reţea, este necesar un anumit timp pentru punerea în funcţiune (automată sau manuală) a grupului electrogen auxiliar. In acest interval de timp, continuitatea livrării curentului este asigurată printr-unul din cele două procedee expuse mai sus; de exemplu, pentru cazul cînd este utilizată instalaţia de tipul I, în mod normal, motorul electric este branşat în reţea, antrenînd volantul şi generatorul care debitează energia necesară instalaţiilor de informaţii. La o întrerupere a curentului în reţea, motorul nu mai acţionează iar generatorul continuă să se rotească graţie energiei cinetice acumulate în volant; în acest timp se pune în funcţiune grupul motor Diesel-generator, asigurînd continuitatea debitului de energie electrică.

Pentru tipul II de instalaţii, energia electrică necesară este luată direct din reţeaua la care este conectată maşina reversibilă funcţionînd ca motor cuplată cu volantul. La întreruperea curentului în reţea, maşina continuă să se rotească, antrenată de volant, funcţionînd de data aceasta ca generator.

Drept motor sau generator se utilizează motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurt circuit. Cum generatorul asincron necesită putere reactivă, se utilizează, conectată în paralel, o baterie de condensatori adecvată.

Tensiunea generatorului astfel construit, poate fi comandată numai din circuitul exterior printr-un transformator rotativ, un regulator cu ulei sub presiune asigurînd reglajul automat.

Ceea ce determină în mare măsură buna funcţionare a instalaţiei, este volantul, ale cărui dimensiuni sînt condiţionate de energia cinetică de acumulat. Pentru ilustrare, se arată în continuare, că pierderile prin frecare în aer ale unui volant de 1 m diametru, cu 6 000 rot/min, care necesită un cuplu de 4,4 kgm, adică circa 27 kW, au putut fi reduse la 2,7 kW (1/10) prin rotirea agregatului motor-generator-volant în hidrogen, într-o carcasă comună.

Se arată în continuare funcţionarea instalaţiei I, scoţînd în evidenţă diverse particularităţi, în special pornirea volantului, care se face cu ambele maşini acţionînd ca motor pînă la limita de încălzire a maşinilor. O pauză în funcţionare, permite răcirea lor, după care se continuă accelerarea volantului; procedînd de mai multe ori în mod analog, se aduce volantul la viteza de regim.

Se descrie de asemenea funcţionarea instalaţiei cu agregatul maşină reversibilă-volant şi se arată că în acest caz, se alege un motor de o putere apreciabil mai mare, pentru pornirea volantului.

In încheiere se arată că randamentul instalaţiei II este mai mare, energia electrică fiind luată direct din reţea. De asemenea se arată că pentru a mări gradul de siguranţă în debitarea energiei electrice este necesar să se instaleze un grup electrogen auxiliar pe lîngă tipul de instalaţie ales.

In unele cazuri, în centre de amplificare unde sînt utilizate baterii anodice puternice, energia de curent alternativ fiind adusă prin cabluri speciale, agregatul cu volant este antrenat, la întreruperea sursei de curent alternativ, de un motor de curent continuu alimentat de bateria anodică, menţinîndu-se astfel rotirea volantului.

(Din „ETZ"-B, nr. 3/1956, Krauss Otto).

M. P.

Electroacustica

REGULATOR ACUSTIC DE TIMP PENTRU ÎNREGISTRĂRI SONORE

681.846.7.083.8"76"

Regulatorul acustic de timp serveşte pentru a mări sau micşora viteza de redare a unei înregistrări pe bandă de magnetofon, fără ca prin aceasta să se modifice tonalitatea înregistrării.

Funcţionarea aparatului se bazează, în principiu, pe reglarea vitezei după necesitate a benzii, dar a menţinerii constante a vitezei relative între capul de redare şi cabestan.

In acest scop aparatul este dispus cu patru capete de redare, legate electric în serie şi dispuse pe perimetrul unui cerc care este antrenat de acelaşi motor ca şi cabestanul. La aparatul descris, în articol, motorul întrebuinţat are rotorul şi statorul rotativ.

Statorul antrenează capetele de redare, iar rotorul antrenează cabestanul. Viteza relativă între ambele piese ale motorului rămîne permanent constantă, încît este posibil, de exemplu, ca rotorul să aibă turaţia de 750 rot/min într-un sens, iar statorul aceeaşi turaţie, dar în sens invers.

Pentru reglajul vitezei de redare, serveşte un motor auxiliar care antrenează sistemul printr-o cuplă cu reglaj continuu a vitezei.

(Din „ETZ-B", nr. 3, martie 1956, pag. 93—96, Anton M. Springer).

W. L.

Materiale electrotehnice

BAZELE DEZVOLTĂRII MATERIALELOR FEROMAGNETICE MOI

621.318.22

Încă de la începuturile electrotehnicii, materialele feromagnetice au jucat un rol important în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice. In practică s-au diferenţiat două categorii de astfel de materiale şi anume: magneţii permanenţi — care după ce au fost ţinuţi într-un cîmp magnetic păstrează un magnetism permanent — şi materialele feromagnetice moi — care într-un cîmp magnetic foarte slab se magnetizează puternic, iar după ce a încetat acţiunea cîmpului îşi pierd total magnetismul. Caracteristicile principale ale materialelor feromagnetice moi sînt: forţa coercitivă mică, pantă mare a curbei de magnetizare şi pierderi mici prin histereză.

In continuare se aruncă o privire generală asupra caracteristicilor fizice în dezvoltarea materialelor feromagnetice moi. Prin folosirea oxidului feric coloidal pot fi făcute direct vizibile sferele elementare feromagnetice. In acest fel se arată că la bunele materiale feromagnetice moi, magnetizarea şi demagnetizarea are loc în principal ca o urmare a schimbării orientării pereţilor — aşa numiţii pereţi ai lui Bloch — care despart aceste sfere elementare. Prin folosirea anizotropilor s-a reuşit să se favorizeze orientarea pereţilor înainte de procesele de rotire. Foarte bune proprietăţi feromagnetice moi prezintă materialele feromagnetice cu o structură fină anizotropică şi cele cu o magnetostricţiune mică. Un grad de puritate cît mai mare a materialului uşurează orientarea pereţilor şi măreşte în acest fel permeabilitatea.

La materialele folosite în înaltă frecvenţă se cere în primul rînd o rezistivitate electrică mare, legată de pierderi mici. Din acest motiv s-a ajuns la semiconductori feromagnetici cunoscuţi sub denumirea de ferită. Acestea au diverse compoziţii în funcţie de domeniul de frecvenţă pentru care sînt destinate. Articolul se încheie cu enumerarea calităţilor şi defectelor feritei precum şi cu aplicaţiile acesteia.

(Din ETZ-A, anul 76, caiet 13, iulie 1955, H. Fahlenbrach). N. K.

DETERMINAREA PIERDERILOR IN TABLĂ ELECTROTEHNICĂ LA DENSITĂŢI MARI ALE FLUXULUI MAGNETIC

621.317.43 : 621.318 .042.2

Metodele obişnuite de determinare ale pierderilor în fier sînt aplicabile pentru inducţii pînă la 1,8 Wb/m². Pentru valori mai mari se procedează prin extrapolare, ceea ce nu este corect dat fiind că nu se cunoaşte forma curbei. Existenţa unor inducţii care depăşesc 2,0 Wb/m² în dinţii maşinilor electrice impun cunoaşterea pierderilor şi la valorile mari ale inducţiei. Principiul metodei noi este arătat în schema din fig. 1. Proba A este străbătută de un flux magnetic alternativ Φ, produs de înfăşurarea de magnetizare E; O fişie de material rezistiv, nemagnetic C este încălzită de curentul

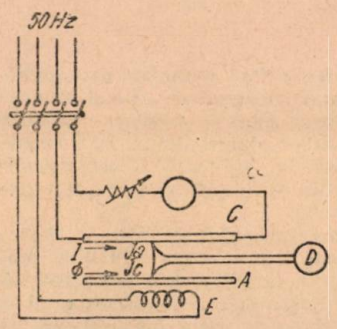


Fig. 1. Principiul metodei:
A — probă; C — elementul de comparaţie; E — înfăşurarea de magnetizare; J_a şi J_c — termocuple.

alternativ I. Termocuplele J_a şi J_c ataşate celor două fişii sînt conectate în serie în opoziţie la detectorul D. Prin închiderea întreruptorului S proba A va fi încălzită de pierderile în fier, iar elementul de comparaţie C va fi încălzit de curentul I. Pentru un flux dat Φ, curentul I este reglat prin încercări pînă cînd în momentul închiderii întreruptorului S, detectorul D nu deviază, adică creşterea de temperatură la ambele fişii este egală. Presupunînd că nu există pierdere de căldură la nici una din cele două fişii şi că materialele au aceeaşi căldură specifică, pierderile specifice în fier la elementul de probă sînt egale cu cantitatea de căldură în W/kg în rezistenţa elementului C.

Dacă căldura specifică a lui A este de n ori mai mare decît a lui C, pierderile în fier vor fi de n ori mai mari decît acestea. Puterea în W/kg a rezistenţei C se măsoară uşor şi deci se cunosc şi pierderile în fierul probei, dacă se cunosc căldurile specifice ale celor două materiale. Dacă acestea nu se cunosc se determină printr-o a doua probă în cursul căreia cele două elemente se încălzesc simultan de curenţi separaţi.

In continuare se arată modul de execuţie al miezului magnetic şi al bobinei de magnetizare. Intreruptorul circuitului este un comutator sincron. Se demonstrează că detectorul trebuie să fie de foarte mare sensibilitate — 700 mm/μV — pentru ca eroarea de măsură să nu depăşească 0,5 %. Se descrie construcţia acestui detector.

Se prezintă diagrame cu rezultate obţinute asupra a 10 probe, tablă laminată la cald cu conţinut de siliciu diferit, tablă laminată la rece cu cristale orientate şi un aliaj fier-cobalt. Sînt separate pierderile prin histerezis dinamic, pierderile prin curenţi turbionari şi este făcută corecţia pentru distorsiunea formei undei. Curbele sînt ridicate pînă la o inducţie de 2,4 Wb/m². Pe baza datelor experimentale se deduc cîteva formule empirice pentru calcularea pierderilor specifice prin histerezis dinamic. Prin aplicarea acestora se poate determina partea superioară a curbei pierderilor, cînd partea inferioară a curbei este cunoscută, la tabla electrotehnică ferosiliciu laminată la cald.

Articolul este completat de o listă cu 17 referinţe bibliografice.

(Din „The. Proc. of the IEE", part. A, august, 1955, F. Brailsford şi C. G. Bradshaw).

I. C.

Congresul internațional de automatică de la Paris

18—24 iunie 1956

Acest Congres a fost organizat de Catedra de mecanică a Conservatorului Național de Arte și Meserii din Paris, de Asociația franceză pentru creșterea productivității și de Asociația inginerilor electronicieni. De asemenea au mai dat concursul Societatea franceză a mecanicienilor, Societatea radioelectricienilor și Comitetul permanent pentru progresul științific și tehnic.

Asupra Conservatorului de Arte și Meserii, este util a menționa că este înființat din 1819 și se predă gratuit un învățămînt tehnic superior, la aproximativ 15 000 studenți.

Catedra de Mecanică a Conservatorului este ținută de prof. *Metral*, care este unul din inițiatorii și organizatorii Congresului. Ca președinte al comitetului de organizare a a lucrat dl. *Raymond*, șef de lucrări la Conservator.

Ședințele s-au ținut la Conservatorul de Arte și Meserii în amfiteatrul purtînd numele ilustrului savant francez *Paul Painlevé*.

La lucrările Congresului au luat parte 26 de țări cu peste 600 delegați. Țara noastră a fost de asemenea reprezentată printr-un delegat. Printre delegații străini s-au remarcat · prof. *Campbell* de la Institutul de tehnologie din Massachusetts în Italia, *Hoffman*, vicepreședintele Institutului de reglaj și automatică din Belgia, *Boris Petrov*, directorul Institutului de automatică și telemecanică al Acadmiei de Științe U.R.S.S., *W. Puckey*, președintele Institutului inginerilor de fabricație din Anglia, *Sandvold* de la Institutul Michelson din Norvegia, prof. *Mc. William* din Cambridge, Anglia ș.a.

Toate țările de democrație populară europene, înafară de Bulgaria și Albania au fost reprezentate la acest Congres. De asemenea au fost reprezentate Jugoslavia și Grecia.

Deschiderea Congresului s-a făcut de dl. *R. Gordellini*, reprezentant al Ministerului Educației Naționale din Franța.

Scopul Congresului a fost să prezinte automatica actuală atît sub aspectul teoretic cît și practic ; dar aceste aspecte s-au prezentat sub formă generală și nu sub aspecte particulare tehnologice. S-au arătat astfel problemele generale și condițiile de aplicare ale automaticii din punct de vedere științific, tehnic, economic și social, arătîndu-se și ajutorul pe care automatica îl dă sectoarelor industriale.

De fapt, Congresul a avut de scop principal, promovarea automaticii ca știință tehnică.

La deschidere, dl. *R. Buron*, Președintele Comitetului Național al Productivității în Franța, a ținut totuși să precizeze că automatica este destinată să prepare o eră nouă în dezvoltarea omenirii ; s-ar putea spune că accelerarea progresului tehnic din timpurile noastre, este explicarea mai generală a transformărilor rapide ce au loc în viața actuală a omenirii, automatica fiind factorul cel mai important. O problemă esențială cheie pe care o consideră azi dl. *Buron* este găsirea modalităților politice și economice de a utiliza integral progresul tehnic, în ritmul în care el apare.

In istoria tehnicii progresul a fost lent. Azi, situația s-a schimbat ; știința și tehnica sub forma lor cea mai nouă trebuie să fie repede aplicate în practică. Aceasta însă întîmpină greutăți. Astfel, de exemplu, inginerii și tehnicienii înafară de ocupațiile curente, trebuie să facă în permanență eforturi pentruca să învețe noua tehnică ; tot astfel la introducerea tehnicii noi, a automatizărilor, se opun adesea considerente economice de investiții sau de rentabilitate în exploatare. Alteori, probleme umane și sociale, de șomaj, intervin prin automatizări și astfel aplicarea în practică a progresului tehnic este frînată. De aceea, dl. *Buron*, insistă că în țările din apus astăzi problema grea nu mai este a științei și tehnicii propriu-zise, care și-au luat avînt ci problema dificilă este favorizarea progresului tehnic de către omul politic, de conducătorii țărilor. Numai prin om și printr-o colaborare economică a oamenilor din diferite state, tehnica va putea fi făcută utilă.

In completare, a vorbit *B. Petrov* (U.R.S.S.) care a arătat că în țările socialiste automatica contribuie la ridicarea productivității muncii la un grad superior, care va putea asigura omului un nivel de trai ridicat.

In general, delegații care au luat parte la Congres au putut, pe de o parte lua cunoștință de directivele de dezvoltare ale automaticii, precum și de frontul cercetărilor și studiilor actuale în diferitele sectoare ale automaticii. Cei din țările înaintate în automatică au putut discuta planurile și soluțiile pentru studiile ce le au în curs de dezvoltare, iar cei din țările începătoare în automatică au înregistrat realizările, discuțiile de aplicare ale automaticii și condițiile în care automatica intervine în producție.

Peste 100 de rapoarte și comunicări au fost prezentate la acest Congres. Din partea țării noastre s-a prezentat o comunicare a Acad. *Gr. Moisil*. Unele din rapoarte se refereau la automatică generală, altele la Automatica aplicată și, în sfîrșit, a treia categorie îmbrățișa probleme colaterale ridicate de introducerea Automatizării în producție. Se dau mai jos cîteva titluri de referate de automatică generală :

— Bazele matematice ale proceselor de producție (*Campbell* — SUA)

— Asupra aplicației logicii cu trei valori la studiul schemelor cu contacte și relee (*Moisil* — R.P.R.)

— Problema întăririlor aleatorii (*Coales* — Anglia)

— Automatica și teoria informației (*Ville* — Franța)

— Raportul între analiza statistică și servomecanisme (*Pelegrin* — Franța)

— Normalizarea materialului de automatică electronică (*Dumat* — Franța).

— Cercetarea operațională (*Guilbaud* — Franța)

— Bazele economice ale automatizării (*Bell* — Anglia)

— Automatizarea și operațiile bancare (*Dupin — Franța*)

— Limitele practice ale automatizării în mecanizarea lucrărilor de birou (*Baldini* — Italia)

— Reacția generalizată, principiul fundamental în automatizare *Braffort* — Franța)

— Contra — reacția în sistemele automate (*Tomovitch* — Jugoslania)

— Informația și entropia (*Brillouin* — SUA)

— Sinteza și teoria mașinilor (*Riguet* — Franța)

— Situația vocabularului de automatică (*Vilfart*)

— Automatica o problemă internațională (*Muljevic* — Jugoslavia)

In a doua categorie de Automatică aplicată au intrat rapoarte ca de exemplu :

—Controlul automat al reactorilor nucleari (*Sendvold* — Norvegia)

— Calculatricea numerică cu tambur magnetic aplicată în statistica contabilă (*Namian* — Franța)

— Sonograful, aparat care scrie direct de la microfon (*Challier* — Franța)

—Automatizarea completă a unei fabrici (*Coales* — Anglia)

— Copiatul electronic, duplicatronul (*Jeudon* — Franța)

— Contactorul de poziție în automatică (*Bizot* — Franța)

— Aplicația metadinelor în servomecanisme (*Marsili* — Italia)

— Organele de execuție electronică și comanda lor (*Larguier* — Franța)

— Aplicația calculatoarelor la procesele industriale de control (*Elliot* — Anglia)

— Siguranța de lucru a aparatajului electric (*Bell* — Anglia)

— Automatica în domeniul biroului (*Grambin* — Franța)

— Utilizarea mașinii matemetice BESK la producerea sunetelor complexe (*Comet* — Suedia).

In a treia categorie de aplicaţii colaterale ale automaticii au intrat rapoarte ca :

— Somajul şi Automatică (*Salleron* — Franţa)

— Atomatica şi condiţiile de lucru ale lucrătorilor (*Jouffert* Franţa)

— Normalizarea şi automatica (*Salmon* — Franţa)

— Aspecte economice ale Automatizării în Anglia (*Copisarou*)

— Automatica şi securitatea lucrărilor (*Levy* — Franţa)

— Aspecte ştiinţifice şi tehnice ale automatismului (*Zelbstein* — Franţa)

— Automatica şi organizarea (*Meylon* — Franţa)

— Automatica şi lucrul manual (*Berthon* — Franţa).

Toate aceste rapoarte şi comunicări s-au ţinut în timpul Congresului simultan în trei amfiteatre, dimineaţa şi după amiaza. Lucrările prezentate au fost ascultate de participanţi cu un deosebit interes .

Scopul principal la automatizării este îmbunătăţirea calităţii, scăderea preţului de cost prin mărirea productivităţii.

Mai este de observat că în ţările de apus, automatizarea şi mecanizarea n-a fost introdusă numai în procesele industriale ci şi în lucrările de birou, în special în contabilitate. Astfel în Franţa, în următorii doi ani numărul de funcţionari urmează să se reducă considerabil, de la circa 2,2 milioane la circa 1,3 milioane.

Aplicarea pe scară largă în ţările socialiste a automatizărilor în procesele industriale este foarte indicată pentru că acolo nu se ridică probleme economice de desfacere : produsele se pot distribui fără greutăţi în cantităţile mari fabricate de o uzină automatizată. In ţările din apus sau chiar din S.U.A., fabricile automatizate nu reuşesc să-şi plaseze întreaga fabricaţie numai în ţara respectivă şi greutăţile de export — import opresc adesea ca aceste fabrici să lucreze în program plin.

Avînd în vedere valoarea mare a investiţiilor necesare, automatizarea integrală a fabricilor nu se poate dezvolta în viitor dacă nu se asigură prin acorduri economice circulaţia uşoară a produselor, dintr-o ţară în alta.

Pe de altă parte, neexistînd suficiente posiblităţi în fiecare stat de a se dezvolta automatica în raport cu cerinţele economice, este indicat ca să existe o cooperare internaţională în studiile de automatică. Se impune astfel o organizaţie internaţională privind automatica în care să se discute problemele de front ale cercetărilor de automatizare şi prin care să se difuzeze liniile directoare de dezvoltare ale automaticii. Congresul de la Paris a iniţiat lucrările pentru construirea acestei organizaţii.

Pentru ţara noastră, participarea la acest Congres a fost fructuasă, în primul rînd prin documentarea bogată pe care am cules-o în ce priveşte orientarea automaticii şi condiţiile de aplicare ale ei. Această documentare va ajuta Comisia noastră de automatizări în principala ei sarcină actuală, de a crea în R.P.R. o atitudine favorabilă pentru promovarea ideii Automatizării în rîndul oamenilor de ştiinţă şi a inginerilor.

T.T.

BIBLIOGRAFIE

HEROVANU M. : Electricitatea atmosferică, Editura Tehnică, Bucureşti, 1956.

551.594

Lucrarea aceasta constituie al doilea volum publicat de Academia R.P.R. în colecţia Ştiinţă şi Tehnică. Lucrarea apare, deci, ca o tipărire a unor lecţii ţinute de autor sub auspiciile Academiei, în ciclul de Ştiinţa şi Tehnică de la Casa Oamenilor de Ştiinţă. Cu această ocazie, trebuie salutată iniţiativa conducerii acestor cursuri de a organiza poligrafierea lecţiilor ţinute.

Subiectul tratat este foarte interesant şi autorul reuşeşte ca într-un număr mic de pagini (54) să expună clar principalele probleme şi rezultate ale electricităţii atmosferice, aşa cum precizează autorul în prefaţă, atmosferei joase — pînă la 50 km altitudine — peste această cotă intrîndu-se în ionosferă — care constituie un domeniu aparte de cercetare.

Cartea cuprinde trei capitole şi o anexă.

Primul capitol se referă la starea electrică a aerului, al doilea la electricitatea timpului frumos, al treilea la electricitatea timpului de furtună. Anexa se referă la menţinerea stării electrice a aerului. Să analizăm, pe scurt, diversele capitole.

In mod normal lucrarea debutează prin precizarea mărimilor electrice care caracterizează starea electrică a aerului. Se prezintă aici tipurile de ioni, curentul de conducţie şi cîmpul electric terestru. Se trece apoi la enumerarea obiectivelor şi dificultăţilor care apar în studiul electricităţii atmosferice, la interdependenţa mărimilor electrice şi la influenţa factorilor meteorologici, la studiul condensatorului aerian şi la unele date sumare asupra problemei menţinerii stării electrice a aerului — problemă care este reluată mai tîrziu în anexă.

Al doilea capitol — electricitatea timpului frumos are următoarele paragrafe : ionizarea aerului ; conductivitatea electrică a aerului ; cîmpul electric terestru ; curentul de conducţie ; pătura de turbulenţă şi mărimile electrice.

Capitolul al treilea — electricitatea timpului de furtună — începe cu un paragraf despre caracterele electrice ale timpului de furtună, continuă cu studiul norului de furtună şi cu studierea descărcărilor electrice — unde autorul tratează şi problema perturbaţiilor radiofonice.

In anexă autorul se ocupă, pe scurt, despre menţinerea stării electrice a aerului, expunînd rezumativ teoria condensatorului aerian şi teoria dinamică a lui Frenkel.

După această sumară analiză a conţinutului cărţii este necesar a arăta că lucrarea este foarte importantă la noi, fiind prima carte care tratează problema electricităţii atmosferice. Ea interesează atît pe cei care se ocupă de meteorologie, cît şi pe inginerii radiofonişti care sînt datori să cunoască mai în de aproape problemele legate de propagarea undelor, de perturbaţii precum şi problemele conexe. Prin punerea la îndemînă, într-o formă clară, a principalelor date ale atmosferei, autorul a făcut o operă foarte utilă. Cum autorul este consacrat prin numeroasele sale lucrări ştiinţifice privind electricitatea atmosferei lucrarea de faţă va avea o garanţie a priori în plus că va fi foarte valoroasă, îmbogăţind literatura noastră de specialitate.

Credem însă util a face cîteva observaţii negative asupra lucrării. Unele din ele nu interesează deloc autorul ci numai editura. Astfel credem că este o gravă greşeală de a edita lucrări ştiinţifice — de talia lucrărilor care apar în colecţia Ştiinţă şi Tehnică — pe hîrtie inferioară. Cartea ştiinţifică trebuie desigur să fie ieftină, ca orice carte care nu este de lux. Insă hîrtia cărţii şcolare de 65 g/m^2 este neadecvată unor lucrări de valoare. Credem că este bine ca forurile competente să ia ca exemplu colecţia Societăţii de Ştiinţe Matematice şi Fizice care scoate la preţuri sensibil egale, lucrări cel puţin de aceeaşi talie şi pe hîrtie net superioară.

In al doilea rînd redactarea nu a ţinut seamă de uzanţele de la noi relative la notarea unor mărimi electrice. Astfel se scrie pentru conductivitatea electrică totală a aerului. Conform standardelor de la noi conductivităţile se notează γ sau ρ. Evident, există desigur anumite convenţii adoptate internaţional, dar în acest caz acest lucru trebuie semnalat.

Mai grav credem că este faptul că se notează prin V atît potenţialul cît şi tensiunea. Conform uzanţelor, tensiunea se notează prin U.

In fine, credem că aşa cum s-a procedat în Manualul inginerului electrician, vol. I — unde autorul a elaborat partea de Electricitate atmosferică — este bine să se utilizeze notaţiile vectoriale ori unde este posibil (de exemplu ecuaţia 8 reprezintă un gradient scris pe componente). Credem că, de asemenea în conformitate cu uzanţele internaţionale moderne, vectorii trebuie notaţi prin aldine şi nu prin săgeţi.

Credem, de asemenea, că lucrarea are o bibliografie prea sumară. Autorul s-a mărginit la indicarea unor tratate relative la fizica atmosferei, deşi în text intervin la tot pasul diverse memorii ale autorilor care s-au ocupat de problema electricităţii atmosferice. Numai în ultimul capitol am putut găsi peste 10 autori citaţi. Credem că ar fi fost foarte util ca bibliografia să cuprindă cît mai multe studii relative la problemele tratate.

Cu toate aceste observaţii minore — care privesc în marea lor majoritate Editura Tehnică — lucrarea este valoroasă şi umple un gol în literatura noastră de specialitate.

Prof. ing. **Edm. Nicolau**

CHESTNUT H. şi MAYER R. W. : Servomecanisme şi proiectarea sistemelor de reglare automată (Servomechanisms and Regulation System Design), vol. II (384 pag.), J. Wiley Sons, Inc. New-York, 1955.

621.316.7.078

In volumul I al lucrării au fost expuse elementele matematice şi metodele de bază de analiză şi sinteză ale sistemelor de reglare automată. In vol. II aceste cunoştinţe sînt adîncite şi aplicate la proiectarea sistemelor de reglare în condiţiile întîlnite în practică, punîndu-se accentul mai mult pe soluţiile inginereşti decît pe cele analitice riguroase.

In cap. 1 sînt prezentate metodele de măsurare a funcţiei de transfer pentru elementele componente şi pentru sistemele de reglare cu buclă închisă, atît în regim tranzitoriu cît şi în regim sinusoidal. Se examinează apoi în capitolul 2 influenţa caracteristicilor semnalelor de intrare (semnale de referinţă şi zgomote) asupra proiectării sistemelor de reglare, indicîndu-se caracteristicile de frecvenţă pe care trebuie să le aibă sistemele pentru a obţine performanţa optimă, prin minimalizarea sensibilităţii la zgomote. Alegerea elementului de putere al sistemului de reglare este tratată în cap. 3 ţinîndu-se seama de funcţia de transfer, dimensiunile şi greutatea elementului şi sistemului mecanic de transmitere a puterii la sarcină.

In cap. 4 şi 5 sînt studiate, detaliat, reţelele corectoare folosite pentru obţinerea unor caracteristici atenuare-fază dorite şi amplificatorii electronici de tipurile folosite în sistemele de reglare, cu numeroase date şi scheme utilizabile direct în proiectare, iar în cap. 6 sînt prezentate sistemele de reglare care lucrează exclusiv cu curent alternativ şi problemele specifice acestor sisteme.

Ultima parte a lucrării tratează regimul neliniar de lucru al sistemelor de reglare, insistîndu-se în special asupra soluţiilor practice. Sînt expuse metodele de liniarizare pentru elemente neliniare în cazul abaterilor mici (cap. 7) şi în cazul abaterilor mari (cap. 8), studiindu-se în special efectele saturaţiei, ale „pasului mort" şi ale funcţionării în regim de releu. In ultimul capitol se indică unele căi pentru ameliorarea performanţelor sistemelor de reglare utilizînd neliniaritatea lor ori introducîndu-se în sistem, elemente neliniare.

Ing. **V. Constantinescu**

THALER G. Y. şi BROWN R. G. : Analiza servomecanismelor (Servomechanism Analysis), New York, 1953.

621.316.7.077.2

Această lucrare constituie o excelentă introducere în studiul teoretic al sistemelor de reglare automată liniară, prezentînd la un nivel accesibil problemele fundamentale care survin în analiza şi proiectarea sistemelor liniare.

Pentru înţelegerea acestor probleme, cititorul trebuie să cunoască noţiunile generale de teoria circuitelor electrice şi electronice, precum şi o serie de chestiuni, indispensabile de altfel, de matematică. Pe baza însuşirii noţiunilor fundamentale prezentate în lucrare, se poate trece apoi la studiul problemelor speciale ale teoriei sistemelor de reglare automată-anume problema generală a sintezei acestor sisteme, studiul sistemelor neliniare, aspectul statisticii etc.

In primul capitol al cărţii se introduc conceptele de bază privind caracterizarea servomecanismelor.

In cel de-al doilea capitol, se prezintă transformarea Laplace, însoţită de aplicaţiile privind studiul circuitelor electrice şi integrarea ecuaţiilor diferenţiale liniare.

In capitolul următor se tratează problema stabilirii ecuaţiilor caracteristice ale diferitelor sisteme fizice. Se tratează în acest scop mai întîi cîteva sisteme mecanice cu translaţii şi cu rotaţii după care se trece la stabilirea analogiilor electro-mecanice, electro-termice şi electro-hidraulice. Se studiază apoi circuitele electrice echivalente simplificate, ale maşinilor electrice şi ale detectorilor de eroare cu sincroelemente.

Capitolul IV al lucrării prezintă problemele analizei servomecanismelor liniare în regim tranzitoriu, pe baza ecuaţiilor diferenţiale corespunzătoare. Se introduc în acest fel sistemele cu control proporţional, derivativ şi integral şi se studiază comportarea în regim tranzitoriu a acestor sisteme, faţă de aplicarea unor semnale standard.

In capitolul V se defineşte funcţia de transfer a unui sistem liniar şi se stabilesc funcţiile de transfer în cîteva cazuri simple : reţelele electrice simple, generator de curent continuu, motor de curent continuu, transmisie hidraulică, servomecanism de poziţii elementar. Se studiază apoi funcţiile de transfer rezultate din interconexiunea diferitelor elemente bloc într-un sistem de reglare automată.

In capitolul VI se expun principiile metodelor de reprezentare grafică a funcţiilor de transfer : caracteristicile de frecvenţă şi diagramele polare, atît în planul direct, cît şi în cel invers. Analiza performanţelor unui servomecanism pe baza ecuaţiilor diferenţiale şi pe baza diagramelor funcţiei de transfer se expune în capitolul următor. Mai întîi se tratează problema stabilităţii absolute a sistemelor, pe baza criteriilor lui Routh şi Nyquist, după care se studiază stabilitatea relativă a sistemelor folosindu-se criteriul Nyquist şi se introduc coeficienţii de eroare ai acestora.

In capitolul VIII se expune problema proiectării unui sistem de reglare automată, iar în capitolul următor se tratează problema ajustării cîştigului buclei deschise a sistemului în concordanţă cu anumite performanţe specificate. Se foloseşte în acest scop reprezentarea funcţiei de transfer într-o diagramă polară.

In capitolul X se studiază efectul introducerii unei reţele corectoare cu avans sau cu întîrziere de fază (derivativă sau integrală) în bucla principală a sistemului, asupra performanţelor acestuia. Se tratează cazul unor sisteme simple cu eroare la poziţii sau la viteze nule.

In capitolul XI se expune cea de a doua posibilitate de corecţii a performanţelor, prin introducerea elementelor corectoare în bucle auxiliare.

Capitolul XII care urmează, tratează modul de reprezentare al funcţiilor de transfer în coordonate logaritmice, cîştigul în decibeli, faza în grade, pulsaţia la scară logaritmică ; se interpretează apoi, cu ajutorul acestei reprezentări, performanţele statice şi dinamice ale sistemelor de reglare automată. Cu ajutorul acestei reprezentări se studiază apoi problema ajustării cîştigului şi a introducerii unei reţele corectoare pentru ameliorarea performanţelor sistemului. Se urmăresc aceleaşi probleme prin utilizarea diagramelor decibel-unghi de fază, care se deduc din primul tip de reprezentare.

In capitolul XIII se prezintă caracteristicile principale ale servomecanismelor cu reglaj discontinuu (cu relee) indicîndu-se avantajele şi dezavantajele acestor sisteme faţă de sistemele cu reglaj continuu, modul de funcţionare al acestor sisteme, precum şi caracterizarea matematică. Se expune problema stabilităţii, precum şi problema performanţelor statice şi dinamice.

Ultimul capitol tratează despre utilizarea locului rădăcinilor în analiza şi sinteza sistemelor de reglare automată. Se indică modul de construcţie al locului rădăcinilor pentru un sistem dat şi se evidenţiază faptul că în acest fel se poate deduce atît răspunsul tranzitoriu cît şi răspunsul la frecvenţă al sistemului. Se utilizează locul rădăcinilor în ceea ce priveşte ajustarea cîştigului şi folosirea reţelelor corectoare, pentru modificarea performanţelor sistemului considerat. Se compară metoda locului rădăcinilor cu metoda ecuaţiilor diferenţiale şi a funcţiei de transfer, evidenţiindu-se avantajele primei noţiuni.

Inafară de aceste capitole, cartea mai cuprinde cîteva adaosuri, în care se descriu detectorii de eroare folosiţi în sistemele de reglare automată (detectori de eroare electrici, termici, mecanici, hidraulici), precum şi alte elemente folosite : relee, contactori, amplificatori electronici şi magnetici, amplidine, dispozitive hidraulice şi pneumatice. Se tratează de asemenea în aceste adaosuri, servomotoarele de curent continuu şi de curent alternativ, bifazate cu condensator, precum şi cîteva dispozitive de compensare necesare.

Lucrarea este în general scrisă într-un stil elegant şi clar, fiind însoţită de numeroase exemple de calcul şi aplicaţii în cadrul fiecărui capitol şi conţinînd numeroase probleme şi aplicaţii la sfîrşitul diferitelor capitole.

In acest fel, cartea lui Thaler şi Brown poate fi folosită cu mult succes pentru însuşirea chestiunilor de bază din teoria sistemelor de reglare automată.

Ing. **Gh. R. Ianculescu**

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăsescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Andronescu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleț,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**

E 2040 d.

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - СМЕНА

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

10

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

Contribuţia cadrelor tehnico-inginereşti electrotehnice, mobilizate de A.S.I.T., în introducerea progresului tehnic 437

I. Weissmann: Dezvoltarea fabricaţiei în ţară a aparatajului de înaltă tensiune . . 441

V. Ivaşcu şi *V. Tanach:* Magneţi permanenţi pe bază de ferită de bariu 447

Edm. Nicolau: Utilizarea calculatorilor electronici în automatică 456

I. Papadache: Problemele dezvoltării serviciului telefonic automat 462

DOCUMENTARE 468

CRONICA 480

BIBLIOGRAFIE 481

СОДЕЖАНИЕ

Стр.

Вклад электротехнических технико-инженерных кадров мобилизированые А.С.И.Т.-ом в введении технического прогресса 437

Ж. Вайсманн: Развитие в Р.Н.Р. производства аппаратуры высокого напряжения . . 441

В. Ивашку и В. Танах: Постоянные магниты на основе феррита Бария 447

Эдм. Николау: Использование электронных счетчиков в автоматике 456

И. Пападаке: Вопросы развития автоматических телефонных станций 462

ДОКУМЕНТАЦИЯ 468

ХРОНИКА 480

БИБЛИОГРАФИЯ 481

SOMMAIRE

Page

La contribution des cadres des techniciens et ingénieurs électrotechniciens mobilisés par l'A.S.I.T. à l'introduction du progrès technique 437

J. Weissmann: Le développement de la fabrication d'appareils de haute tension dans le pays 441

V. Ivaşcu et *V. Tanach:* Les aimants permanents à base de ferrite de barium . . 447

Edm. Nicolau: L'utilisation des calculateurs électroniques dans l'automatique . . . 456

I. Papadache: Les problèmes du développment du service téléphonique automatique 462

DOCUMENTATION 468

CHRONIQUE 480

BIBLIOGRAPHIE 481

INHALT

Seite

Beitrag der durch der A.S.I.T. einberufenen elektrotechnischen Ingenieure und Techniker — Kadern, zur einführung des Technischenvortschrittes 437

J. Weissmann: Die Entwicklung der fabrikation von Hochspannungsapparatur im Lande 441

V. Ivaşcu u. *V. Tanach:* Dauermagnete aus Bariumferrit 447

Edm. Nicolau: Die Verwendung elektronischer Rechenmaschinen in der Automatisierungstechnik 456

I. Papadache: Fragen der entwicklung automatischer Fernsprechämter 462

DOKUMENTIERUNG 468

CHRONIK 480

BUCHBESPRECHUNG 481

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 10
OCTOMBRIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Contribuția cadrelor tehnico-inginerești electrotehnice, mobilizate de A.S.I.T., în introducerea progresului tehnic

Congresul al doilea al A.S.I.T. reprezintă un eveniment de o deosebită importanță în viața Asociației, a lumii tehnico-inginerești din țara noastră.

Oameni de știință ingineri și tehnicieni au prilejul să dezbată cu competență și să propună soluții eficiente sarcinilor ce decurg din hotărîrile Congresului al II-lea al P.M.R. Totodată, Congresul va face o analiză a activității depuse de cadrele tehnico-inginerești în scopul introducerii tehnicii noi și a organizării superioare a proceselor de producție.

* * *

Traducerea în fapt a planului de electrificare a țării a ridicat cerințe importante privind fabricația de echipament electrotehnic necesar în producerea, transportul, distribuția și utilizarea energiei electrice. Creație a regimului de democrație populară, industria electrotehnică a asigurat o bogată gamă de sortimente satisfăcînd în măsură crescîndă, nevoile economiei naționale. Au fost realizate motoare electrice de diferite tipuri și puteri ajungînd pînă la 1 000 kW, turbogeneratori de 3 000 kW, aparataj de înaltă tensiune pînă la 35 kV, cabluri de forță, tramvaie, electrocare, echipamente electrice pentru autocaminoane, aparate de măsură, aparate electro-casnice, electro-medicale, radioreceptori, difuzori etc.

Principiul dezvoltării sectorului industriei electrotehnice a fost acel al concentrării întreprinderilor în unități mari, avînd o producție de serie. Au fost create astfel în decursul primului plan cincinal, importante unități industriale cum sînt „Electroputere", „Clement Gottwald", „Electroaparataj" ș.a.

Datorită ajutorului tehnico-științific al U.R.S.S. a fost posibilă punerea în funcțiune a unor fabrici, crearea unor documentații tehnice complete pentru o serie întreagă de produse noi.

In scopul îmbunătățirii producției au fost create pe lîngă întreprinderi, laboratoare de încercări, ateliere de prototipuri și bancuri speciale de probă.

In unele întreprinderi electrotehnice au fost introduse procedee tehnologice noi care au dus la creșterea productivității muncii, la o reducere a prețului de cost și îmbunătățirea calității. Prelucrarea matrițelor prin electro-eroziune, tăierea anodo-mecanică, lustruirea electrolitică, uscarea cu radiații infraroșii sînt tehnologii a căror aplicare în producție sau fază experimentală s-a pus pe ordinea de zi într-o serie de fabrici ale industriei electrotehnice. Au fost mecanizate și automatizate o serie de procese de producție la întreprinderile „Electroputere" și „Electroaparataj".

Imbunătățirea calității produselor cît și economia unor materiale deficitare a ridicat problema unor materiale electrotehnice noi. Pe această linie de preocupări s-au realizat magneți metalo-ceramici pentru difuzori, cît și steatita de joasă tensiune pentru aparatajul de instalații și de înaltă frecvență pentru radiotehnică.

Ca urmare a realizărilor obținute a fost posibil ca industria electrotehnică să atingă o creștere a productivității muncii superioară tuturor

celorlalte ramuri industriale, şi anume de 129,5% faţă de 1950.

Cu toate acestea, în industria electrotehnică se manifestă încă o serie întreagă de deficienţe. Folosirea unor materiale necorespunzătoare, utilizarea unor tehnologii învechite, o insuficientă preocupare pentru calificarea unor cadre cît şi alte cauze, duc nemijlocit la realizarea unor produse de gabarit mare cu un preţ de cost ridicat şi cu caracteristici inferioare produselor similare din străinătate.

Există o serie de tipuri de motoare electrice care sînt cu pînă la 40% mai grele, unele tipuri de transformatori cu pînă la 60% mai grele decît produsele similare străine. Un gabarit redus precum şi un consum de materiale şi de manoperă mai scăzut ar fi adus, spre exemplu, folosirea izolaţiei de clasă superioară la maşinile electrice rotative.

Nu a existat o preocupare pentru folosirea bobinajului de aluminiu la maşini electrice şi transformatori. De asemenea nu au existat preocupări în domeniul utilizării maselor plastice şi izolanţilor de înaltă calitate.

Reiese că, în general, problema materialelor folosite nu a stat în centrul atenţiei electrotehnicienilor. Această subapreciere a făcut ca multe din materialele clasice să se execute sub nivelul calitativ al materialelor străine.

In anii 1953—54 au existat o serie de greşeli care constau din aglomerarea unor întreprinderi cu produse care nu intrau în profilul iniţial stabilit. Aceasta a dus la împiedicarea specializărilor şi la o nejustă apreciere a capacităţilor de producţie.

Deşi au fost fabricate produse fără specific electrotehnic, nu s-a realizat utilajul necesar îmbunătăţirii artificiale a factorului de putere, problemă importantă a economiei naţionale.

Neglijarea principiului specializării a dus la o injustă folosire a cadrelor şi utilajelor, preţuri de cost ridicate, întîrzierea asimilării unor produse care concordau cu profilul iniţial.

O altă lipsă de bază a fost graba în elaborarea pregătirii tehnice, ceea ce a influenţat negativ asupra calităţii produselor şi asupra desfăşurării procesului de producţie.

In anii primului cincinal, dezvoltarea telecomunicaţiilor a fost marcată prin modernizarea reţelelor şi echipamentelor existente şi prin extinderea lor, folosind tehnica avansată. Dezvoltarea reţelei telegrafice a fost posibilă printr-o utilizare intensă a liniilor existente, cu ajutorul sistemelor de telegrafie multiplă cu curenţi purtători. Modernizarea şi extinderea echipamentelor telegrafice a fost efectuată prin mărirea numărului de teleimprimatoare moderne instalarea de noi centrale de teleimprimatori şi sisteme de telegrafie armonică.

Cu toate că înzestrarea tehnică a telegrafului a marcat o creştere în cadrul primului cincinal, diversitatea aparatelor teleimprimatoare şi a sistemelor de telegrafie multiplă a frînat exploatarea optimă, datorită dificultăţilor de întreţinere a tipurilor variate de echipamente şi asigurarea cadrelor calificate.

Telefonia interurbană a marcat în 1955 o creştere a lungimii căilor de comunicaţie cu 49%, a lungimii căilor de frecvenţă cu 73%, a lungimii cablului interurban de mare distanţă cu 88%, a lungimii traseelor interurbane cu 4% şi a lungimii firelor interurbane cu 78%, faţă de 1950.

Telefonia urbană a realizat în 1955 o creştere a capacităţii centralelor telefonice automate cu 21,3% şi a celor manuale cu 24,7%, faţă de 1950.

Capacitatea centralelor telefonice automate a crescut paralel cu capacitatea centralelor manuale.

Calitatea serviciului a fost îmbunătăţită reducîndu-se numărul deranjamentelor şi durata lor. Se mai manifestă însă lipsuri în calitatea audiţiei telefonice. Pe această linie trebuie menţionat că proiectarea şi fabricarea microfoanelor, receptorilor şi altor piese ale aparatelor telefonice a rămas în urmă faţă de progresele realizate în acest domeniu. Se resimte lipsa unei instalaţii moderne pentru măsura echivalentului de referinţe al aparatelor şi instalaţiilor telefonice, care ar duce la aprecierea obiectivă şi precisă a calităţii de transmisie. O altă cauză a audiţiei nesatisfăcătoare se datorează construcţiei şi situaţiei liniilor telefonice aeriene.

Automatizarea telefoniei urbane, interurbane şi rurale s-a desfăşurat într-un ritm lent şi avînd drept urmare o insuficientă utilizare a circuitelor urbane existente şi gîtuiri de trafic în unele puncte ale reţelei interurbane.

Radioficarea urbană şi rurală a crescut ajungînd în 1955 la peste 45 ori mai multe puncte de radioficare, 21 ori mai mulţi kilometri de circuit faţă de 1950.

Inafară de sporirea însemnată a numărului staţiilor de emisie, dezvoltarea radiodifuziunii în primul cincinal a constat şi din creşterea puterii instalate cu de peste 4 ori; de asemenea a crescut numărul studiourilor şi instalaţiilor tehnice de captare şi instalare, dotarea acestor instalaţii fiind făcută cu utilaje moderne.

In ultimul timp, a fost creat un post experimental de televiziune, precum şi un post experimental de radiodifuziune audio cu modulaţie de frecvenţă. Recepţiile radio sînt deficitare încă datorită difuzoarelor de calitate nesatisfăcătoare cît şi faptului că nu s-a trecut încă la măsuri eficiente de protecţie a radiorecepţiilor şi deparazitarea efectivă a instalaţiilor producătoare de perturbaţii.

Un rol deosebit în dezvoltarea sectoarelor l-au avut institutele de cercetări şi proiectări. Astfel, I.C.P.E.T. a realizat proiecte de dezvoltare pentru o serie de întreprinderi electrotehnice, prototipuri pentru condensatori de forţă de joasă tensiune pentru îmbunătăţirea factorului de putere, steatita de înaltă frecvenţă şi de joasă tensiune, prototipurile maşinilor electrotehnologice.

Dezvoltarea activităţii de cercetare ştiinţifică nu a fost suficient de concordantă cu nevoile actuale ale producţiei. Ele au fost de asemenea frînate de lipsa bazei materiale pentru concretizarea şi verificarea studiilor, de lipsa de colaborare dintre producţie şi cercetare, de lipsa de preocupare pentru introducerea în practica industrială a soluţiilor recomandate.

Se resimte o insuficientă cunoaştere a realizărilor din străinătate, ceea ce duce la reluarea unor teme de studiu deja soluţionate.

Secţia Energetică—Electrotehnică a urmărit punerea pe baze tehnico-economice superioare organizarea şi procesele tehnologice într-o serie de întreprinderi, să popularizeze ştiinţa şi tehnica modernă, să promoveze spiritul de cercetare şi să creeze legături de lucru interindustriale în spirjinul inginerilor şi tehnicienilor din producţie.

Multe acţiuni au fost organizate pe scară centrală iar secţiilor de specialitate din filialele şi subfilialele A.S.I.T. le-au revenit ca sarcină tratarea aceloraşi probleme sub aspectul local.

Privind calitatea necorespunzătoare a unor produse de larg consum şi reducerea preţului de cost a acestora, secţia centrală şi secţia filialei regionale Bucureşti au organizat în 1954 o consfătuire care a recomandat înlocuirea produselor de nivel corespunzător, ritmizarea produselor de fabricaţie.

De asemenea, filiala regională Bucureşti a organizat consfătuiri pe aceeaşi temă într-o serie de întreprinderi interesate. Ca urmare s-au înregistrat simţitoare reduceri în consumul specific de materiale pentru acumulatori, conductori, cabluri ş.a., s-a îmbunătăţit calitatea întreruptoarelor automaţi, contori, aparate de măsură, radioreceptori.

In scopul introducerii metodelor înaintate de prelucrare s-au făcut demonstraţii practice în ateliere. Au fost analizate într-o consfătuire deficienţele grupurilor electrogene stabile şi căile de înlăturare a lor. S-a recomandat realizarea acestor grupuri prin proiectare de ansamblu şi s-a propus o scară de puteri pentru motor şi generator.

In scopul ameliorării factorului de putere s-a discutat într-o consfătuire problema utilizării motoarelor sincrone şi a celor asincrone nesincronizate în acţionările din industria petrolieră. Cu această ocazie s-au fixat motoarele, schemele de sincronizare şi probleme ce urmau să fie studiate.

Extinderea uscării cu radiaţii infraroşii a format obiectul unei consfătuiri care a scos la iveală importantele avantaje calitative şi economice ale acestui procedeu.

S-a stabilit în cadrul unei consfătuiri necesitatea introducerii electrotehnologiei în întreprinderile prelucrătoare de metale, datorită avantajelor importante pe care le reprezintă.

De asemenea, secţia a organizat numeroase comunicări.

Sectorul de telecomunicaţii al secţiei a organizat comunicări în legătură cu instalaţiile de curenţi slabi în întreprinderile industriale, normele electrice pentru reţele de radioficare, cabluri telefonice echipate cu sisteme de curenţi purtători, utilizarea liniilor de energie electrică şi pentru telecomunicaţii.

Secţia centrală a organizat conferinţe privind exploatarea reţelelor de radioficare şi influenţa inductivă a liniilor electrice asupra liniilor telefonice. O importantă acţiune de informare asupra noutăţilor din tehnica comunicaţiilor la distanţă şi electroacusticii a dus-o şi secţia de specialitate a filialei regionale Bucureşti.

Protecţia împotriva coroziunii reţelelor subterane datorită curenţilor de dispersie a constituit

obiectul unei consfătuiri care a trezit un deosebit interes.

Secția centrală și secțiile din filiale au urmărit extinderea procedeelor tehnice moderne, cît și ridicarea calificării tehnicienilor printr-o serie de școli.

Secția centrală și secția filialei regionale București s-au preocupat în ultimul timp și de organizarea unor conferințe privind folosirea pașnică a energiei atomice, automatizărilor și alte preocupări.

S-au creat legături științifice de specialitate cu organizații internaționale (CIGRE, CEI, WPC) la a căror conferințe au fost trimise delegații urmînd ca în viitor colaborarea să se dezvolte.

Desigur că în toate aceste realizări un rol deosebit l-au avut secția Energetică—Electrotehnică a Consiliului Central A.S.I.T., secțiile filialelor și subfilialelor, cercurile, colectivele de ingineri și tehnicieni care grupate în jurul Asociației au adus o contribuție efectivă și calificată.

Sarcinile importante pe care cel de-al doilea cincinal le pun în fața întregului popor muncitor, reclamă o creștere cantitativă și calitativă a muncii Asociației. A.S.I.T. trebuie să stea în fruntea intelectualității tehnice din țara noastră să valorifice puterea lor de creație în folosul întregii țări.

In acest scop secțiile Energetică și Electrotehnică vor trebui să mobilizeze inginerii și tehnicienii în vederea asimilării unor produse de un înalt nivel tehnic și să asigure ridicarea calității și caracteristicilor produselor existente în fabricație. Astfel în fața colectivelor de specialiști trebuie să stea problema reasimilări unor produse și lărgirea sortimentelor.

Se impune ca să se continue cu mai mare intensitate la introducerea tehnologiei moderne, extinderea mecanizărilor și introducerea automatizărilor. Datorită acestor măsuri productivitatea muncii va crește considerabil.

Prin creșterea productivității muncii, reducerea consumului specific de materiale și energie și organizare științifică a producției, va trebui să se realizeze o continuă reducere a prețului de cost.

Pentru realizarea acestor obiective în industrie electrotehnică este necesar să se asigure profilarea și specializarea întreprinderilor.

Industriei electrotehnice îi revin sarcini importante privind utilarea celorlalte sectoare industriale. Creșterea productivității muncii în celelalte ramuri ale economiei naționale este legată de necesitatea introducerii automatizărilor a căror elemente vor trebui produse de industria electrotehnică.

Pe aceste sarcini importante va trebui să se orienteze activitatea tehnico-inginerească de specialitate al cărui îndrumător trebuie să fie A.S.I.T.

Aducînd o contribuție prețioasă la ridicarea nivelului muncii Asociației, Congresul al II-lea al A.S.I.T.va fi o afirmare a capacităților creatoare a cadrelor noastre tehnice și a voinței unanime de a contribui prin noi realizări la progresul științei și tehnicii în patria noastră.

Dezvoltarea fabricației în țară, a aparatajului de înaltă tensiune

Ing. J. WEISSMANN

621.316.3/9.027.3(R)

Se face o expunere asupra stadiului actual al construcției aparatajului de înaltă tensiune (întreruptori, separatori, siguranțe și descărcători) în țară și străinătate. Se fac recomandări utile dezvoltării în viitor a producției de aparate de înaltă tensiune, în R.P.R.

În cele ce urmează, ne vom ocupa numai de un sector din nomenclatorul produselor electrotehnice și anume aparatajul de înaltă tensiune. Vom analiza perspectivele dezvoltării fabricării în țara noastră de întreruptori, separatori, siguranțe și descărcători de înaltă tensiune. Nu vom trata despre transformatorii de măsură de înaltă tensiune, bobine de reactanță, bobine de stingere, condensatori etc., pentru a nu da o prea mare amploare prezentei lucrări, urmînd ca aceste aparate, care ridică o mare varietate de probleme specifice, să fie analizate separat.

Studierea perspectivelor de dezvoltare în orice domeniu de producție industrială comportă o temeinică cunoaștere a realizărilor obținute pînă în prezent, precum și a cerințelor din partea beneficiarilor (în cazul nostru, cerințele sectorului energetic).

Dacă tînăra noastră industrie electrotehnică, creație a regimului de democrație populară, a putut conta într-o oarecare măsură pe experiența unor cadre de specialiști în domeniul mașinilor electrice, în ceea ce privește construcția și fabricația aparatajului de înaltă tensiune, s-a pornit aproape de la zero.

Ceea ce a făcut totuși posibilă obținerea unor rezultate și în acest domeniu, a fost sprijinul tehnic primit din partea Uniunii Sovietice prin furnizarea de documentație tehnică și specializarea unor tehnicieni și ingineri în întreprinderile cu acest profil de fabricație din U.R.S.S., eforturile depuse de muncitorii, tehnicienii și inginerii noștri și crearea de către stat a condițiilor tehnico-materiale de producție.

Existența unui sector de producție pentru aparatajul de înaltă tensiune, a cărui integrare tehnologică este în permanentă creștere, experiența acumulată de inginerii și tehnicienii proiectanți și tehnologi, precum și de maiștri și de muncitorii din acest sector, existența unui laborator de uzină, în permanentă creștere și sprijinul tot mai substanțial pe care îl oferă Institutul de cercetări și proiectări electrotehnice, constituie premizele necesare ca fabricația de aparataj să se dezvolte într-un ritm din ce în ce mai rapid, satisfăcînd atît cantitativ cît și calitativ cerințele sectorului energetic. Realizările din domeniul aparatajului de înaltă tensiune, de care se ocupă, nu pot desigur să acopere integral cerințele sectorului energetic.

Sectorul energetic însă nu cere numai completarea nomenclatorului. În paralel cu o extindere impetuoasă, în sistemele noastre energetice se depun eforturi din ce în ce mai mari pentru o rapidă îmbunătățire a indicilor tehnico-economici.

Asigurînd o livrare de energie electrică cu un număr minim de întreruperi și o foarte mare regularitate de tensiune și frecvență, sectorul energetic trebuie să obțină reducerea continuă a prețului de cost al energiei furnizate prin reducerea costurilor de investiție și exploatare.

Este evident că în această privință o mare importanță prezintă aparatajul de înaltă tensiune de care se dispune.

Dacă înainte proiectanții de stații și substații își întocmeau proiectele după aparatajul existent și neformulînd propriile lor pretenții, astăzi cînd exploatarea este și trebuie să fie exigentă, constructorii de aparate trebuie să găsească soluțiile cele mai potrivite.

Întreruptori de înaltă tensiune

În construcția de întreruptori s-a mers inițial pe asimilarea tipurilor „cu ulei mult", avînd în vedere în primul rînd condițiile tehnologice de fabricație.

S-au realizat întreruptorii IU-6 (de 6 kV —400 și 600 A — 100 MVA) IU—15 (de 15 kV — 400 și 600 A — 150 MVA) pentru instalații interioare și IU—35 (de 35 kV — 600 A — 400 MVA) pentru instalații exterioare.

Trebuie să menționăm rezultatele bune obținute la verificarea puterii de rupere a întreruptorilor IU-6 și IU—15.

Întreruptorul IU—35, realizat după documentația sovietică (tipul VM—35) cu cuve separate pe fază și camere de stingere „deion" dă rezultate bune în exploatare.

După realizarea întreruptorilor cu ulei mult, s-a trecut la asimilarea celor „cu ulei puțin". Ținînd seama de necesitățile cele mai urgente ale sectorului energetic nu s-a mers pe linia obișnuită a realizării de întreruptori de la tensiunile nominale cele mai mici pînă la cele mai mari, ci după realizarea întreruptorului de 10 kV, s-a trecut la asimilarea celui de 110 kV.

Întreruptorul IUP—10 de 10(6) kV—600 și 1 000A — 200 MVA la 6 kV și 350 MVA la 10 kV) realizat după documentație sovietică (VMG—133) a dat rezultate deosebit de bune

la probele de stabilitate termică și dinamică și de putere de rupere, efectuate asupra lui la laboratorul din Bechovice (ČSR). Astfel, de exemplu la 10,2 kV întreruptorul a rupt 480 MVA, la un cos $\varphi<0,1$.

Întreruptorul IUP—110 de 110 kV — 600 A —2 500 MVA cu cameră de stingere elastică, va putea satisface condițiile de exploatare impuse.

Pe lîngă dispozitive de acționare manuală, pentru întreruptorii de 6(10), 15 și 35 kV, s-a realizat dispozitivul electromagnetic care permite și anclanșarea de la distanță, folosind surse de curent continuu.

În curs de asimilare este un dispozitiv mecanic de reanclanșare automată care va putea, de asemenea, să fie folosit pentru toți întreruptorii existenți, pînă la 35 kV inclusiv.

Întreruptorul IUP—110 are acționare pneumatică, permițînd comanda separată pe faze.

În domeniul construcției de întreruptor de înaltă tensiune, se constată, în întreaga lume, o foarte mare varietate de tipuri ce se fabrică curent.

Se fabrică încă intens întreruptorii cu ulei mult, deși majoritatea specialiștilor socot acest tip ca „demodat".

În S.U.A., de exemplu, nu numai că nu se tinde la scoaterea acestor întreruptori din fabricație, dar se depun eforturi continue de perfecționare a lor și s-au obținut rezultate apreciabile.

Astfel, s-au realizat întreruptori cu putere de rupere maximă de 25 000 MVA (declanșare simplă fără RAR). S-au obținut reduceri considerabile de gabarit și greutate, în special prin modificarea formei cuvelor. În ultimii 14 ani (1940-1954) la întreruptorii de 220 kV de exemplu, greutatea uleiului a scăzut de la 50 la 15 t, deși puterea de rupere a crescut de la 2 500 la 10 000 MVA (în ciclu simplu, fără RAR).

Perfecționările aduse întreruptorilor cu ulei mult și perspectivele de noi ameliorări, robustețea lor și dispozitivele de siguranță pentru prevenirea exploziei cuvei, ne determină să afirmăm că acest tip de întreruptor, deși cel mai vechi, nu a abandonat „concurența" cu celelalte tipuri.

Ca un tip intermediar între întreruptorii cu ulei mult și cei fără ulei, s-au impus din ce în ce mai mult întreruptorii cu ulei puțin.

Ei s-au extins în fabricație, de exemplu în Franța, abia din 1930. Ca o curiozitate trebuie însă menționat că un tip interesant cu ulei puțin a fost realizat încă în 1897 de firma GEC.

Întreruptorul cu ulei puțin ca și cel cu ulei mult, prezintă posibilitatea acoperiri complete a întregii game de tensiune și curenți nominali uzuali.

Creșterea puterii de rupere, simplificarea construcției prin renunțarea la separatorul exterior, creșterea siguranței lui de exploatare, au făcut ca întreruptorul cu ulei puțin să înlăture aproape complet, în țările din vestul Europei, cel cu ulei „mult".

În U.R.S.S., pe lîngă cunoscutele construcții de întreruptori de tensiuni pînă la 35 kV se remarcă realizarea fabricii „Electroaparat" cu tipul MG—110 de 110 kV — 2 500 MVA (ciclu cu RAR) cu două camere de stingere pe pol și serie de întreruptori în formă de coloană, cu o singură rupere pe pol pentru tensiunile de 35 la 220 kV (VEI).

O soluție constructivă interesantă o reprezintă întreruptorii unor firme franceze.

Analizînd cauzele defectelor întreruptorilor cu ulei puțin (ca și cei cu aer comprimat) s-a ajuns la concluzia că majoritatea sînt de ordin mecanic și de izolație.

În construcția lor curentă, la întreruptorii cu ulei puțin mișcarea contactelor mobile, aflate sub tensiune, se face printr-un sistem de transmisie, în care piesele izolante lucrează în condiții grele. Camera de stingere este suportată de un izolator voluminos de porțelan, în interiorul căruia se găsesc uneori și tijele de transmisie.

Noua construcție plasează dispozitivul de acționare în imediata vecinătate a camerei de stingere, sub tensiune, întregul întreruptor fiind suspendat în aer cu ajutorul izolatorilor de suspensie cu capă (fig. 1).

Comanda care se dă de jos, de pe sol, pneumatică, sau uleio-pneumatică, folosește ca piesă intermediară un tub dintr-un porțelan special, cu deosebite calități de rezistență la presiuni mari.

Este încă prematur să se tragă concluzii asupra construcției prezentate mai sus. Rezultatele din exploatare vor scoate în evidență calitățile și deficiențele aparatului.

Remarcăm că se trece la soluții îndrăznețe, cu scopul de a se obține reduceri de spații în stații, de a se simplifica lucrările de construcție și de a se asigura o funcționare fără defecțiuni.

Întreruptorii cu aer comprimat, în special prin perfecționările aduse în ultimii ani, sînt considerați de majoritatea specialiștilor ca superior celorlalte tipuri existente.

Dintre avantajele pe care le oferă în exploatare întreruptorii cu aer comprimat, citățm următoarele: lipsa completă a materialului inflamabil, greutate și volum redus, posibilități de revizie rapidă, rapiditatea la anclanșare și declanșare, reanclanșarea automată instantanee, comanda mono și trifazată și posibilitatea folosirii lor în instalații cu o frecvență mare de declanșare.

Întreruptorii cu aer comprimat prezintă și unele dezavantaje de care trebuie să se țină seama. Ei necesită o instalație complicată pneumatică (compresoare, ventile, conducte etc.).

Sînt complicați din punct de vedere constructiv, necesită în fabricație o tehnologie de nivel tehnic superior și materiale scumpe și adesea

dificil de procurat, iar exploatarea lor trebuie făcută de un personal de calificare superioară.

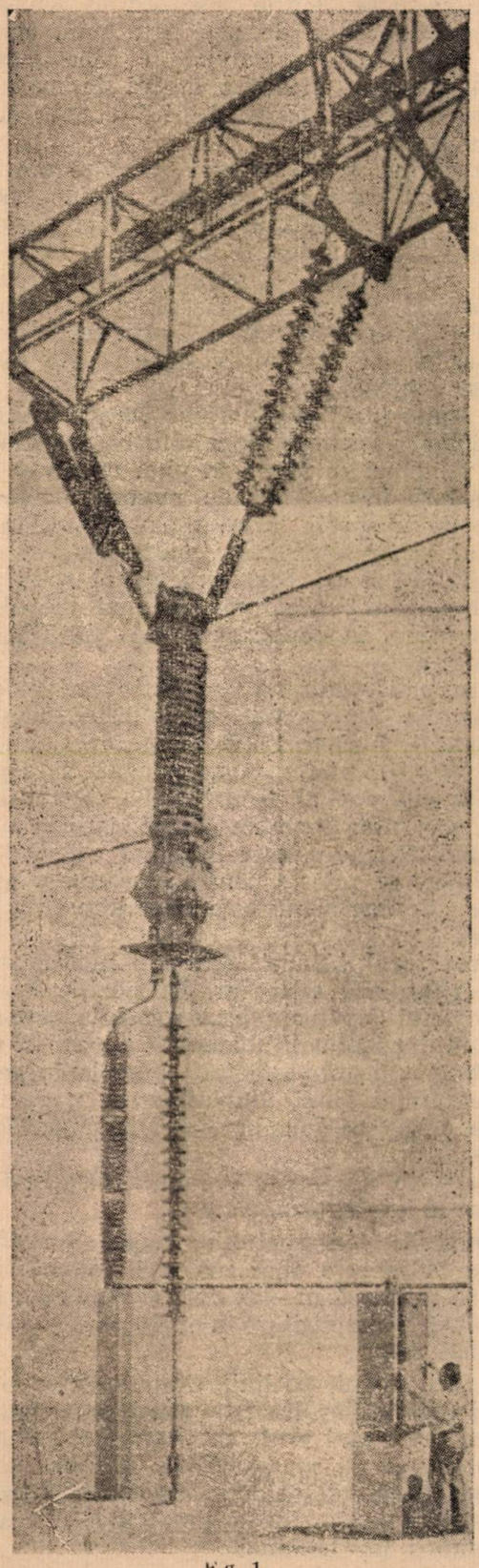


Fig. 1.

Dintre realizările mai importante din ultimii ani trebuie să menţionăm construcţiile firmelor Brown Boveri şi ASEA, la care s-au obţinut mari reduceri de greutate şi gabarit, în paralel cu creşterea puterii de rupere şi asigurarea unei bune funcţionări în toate condiţiile de încărcare a instalaţiei respective.

Interesantă este şi construcţia unor firme franceze, unde mergîndu-se pe linia simplificării şi uşurării transmisiei acţionării contactelor mobile, după cum s-a arătat la paragraful despre întreruptorii cu ulei puţin, adică realizînd construcţii suspendate, s-au obţinut, între altele şi reduceri importante de greutate. Astfel greutatea pe pol a întreruptorului de 220 kV a fost redusă, de la 8 t la 2 t.

În U.R.S.S. se studiază intens realizarea de întreruptori cu aer comprimat de tensiuni foarte înalte, precum şi a celor de tensiunea generatorilor cu curenţi nominali şi puteri de rupere foarte mari.

Lista tipurilor de întreruptori realizaţi mai trebuie completată cu : întreruptorii cu expansină, cu autoformare de gaze, cu suflare magnetică a arcului şi cei cu suflare forţată de ulei.

Întreruptorii cu expansină, concepuţi şi larg răspîndiţi în Germania, nu au fost preluaţi de către constructorii din alte ţări mari producătoare de aparataj.

Întreruptorii cu autoformare de gaze, deşi prezintă o serie de avantaje datorită simplităţii lor şi a gabaritului redus, sînt limitaţi atît ca tensiune cît şi ca putere de rupere.

De asemenea, întreruptorii cu aer, cu suflare electromagnetică, se realizează numai pentru tensiuni şi puteri de rupere scăzute.

Unele firme americane au realizat întreruptori cu suflare forţată de ulei (aşa numiţii „întreruptori de impuls") capabili să lucreze la tensiuni foarte înalte şi cu puteri mari de rupere, care însă nu s-au extins în nici o altă ţară.

Trecerea în revistă a tipurilor de întreruptori de înaltă tensiune, deşi sumară, este suficientă pentru a demonstra că în prezent, în întreaga lume, există o mare varietate de tipuri constructive şi că nu există o apreciere unanim recunoscută asupra superiorităţii unui tip faţă de altul.

În ce direcţie trebuie să se orienteze construcţia noastră de întreruptori ?

În U.R.S.S., unde în prezent se construiesc întreruptori de aproape toate tipurile existente, specialişti ca prof. Butkievici şi ing. Greiner, opinează pentru păstrarea lor în fabricaţie, urmînd a se continua eforturile pentru perfecţionarea lor.

Această linie este justă ţinînd seama de uriaşele posibilităţi de care dispune Uniunea Sovietică datorită potenţialului industrial, a mijloacelor de care dispune în domeniul studiilor şi cercetărilor şi a cantităţilor mari de întreruptori de toate categoriile ceruţi de dezvoltarea impetuoasă a energeticii sovietice.

„Concurența" între diferitele tipuri constructive, în asemenea condiții, duce la un vădit progres tehnic.

În condițiile însă din țara noastră, va trebui să ne mărginim la un nomenclator redus de tipuri.

Ținînd seama de avantajele arătate anterior, ale întreruptorilor cu ulei puțin, considerăm că asupra acestui tip va trebui să concentrăm, în primul rînd, activitatea constructorilor noștri.

Va trebui deci, să se realizeze seria completă de întreruptori cu ulei puțin.

Pentru instalații interioare s-ar putea merge, într-o primă urgență, cu completarea seriei pînă la tensiunea de 35 kV inclusiv și cu putere de rupere pînă la circa 750 MVA.

Pentru instalații exterioare, pe lîngă IUP—110 ar fi necesar și un întreruptor de 35 kV cu putere de circa 1 000 MVA.

Socotind că tensiunea de 220 kV va fi introdusă și la noi, ar fi indicat, eventual într-o a doua urgență să se construiască și întreruptori cu aer comprimat de 110 și 220 kV.

În ceea ce privește întreruptorii cu ulei mult considerăm că nu ar fi indicat să se treacă la extinderea lor pentru toată gama de tensiuni, curenți și puteri de rupere, socotind că marea majoritate a cerințelor vor fi acoperite cu seriile de întreruptori cu ulei puțin și aer comprimat. Există însă o experiență acumulată în constucția și fabricația întreruptorilor cu ulei mult. Prin anumite modificări s-au obținut în ultimul timp îmbunătățiri ale tipurilor curente și, în special, reducerea gabaritului și greutății. Pe această cale se mai pot obține încă rezultate interesante. De asemenea, ținînd seama că întreruptorul cu ulei mult este mai ieftin ca celelalte și că acest tip este indicat în posturi mici, în instalații pentru șantiere etc. socotim indicat ca proiectanții de aparate să continuie să se preocupe de perfecționarea lor, pentru gama de tensiuni relativ scăzute.

Separatori de înaltă tensiune

Se execută separatori de interior de 6,10, 15 și 35 kV de 200—400 și 600 A, în execuție mono și tripolară, cu și fără cuțite de punere la pămînt. La 6 (10) kV se fabrică separatori și pentru 1 000—2 000—3 000 A.

Tipul constructiv „cuțit" cu contacte liniare, asigură o funcționare bună atît în regim permanent cît și în condițiile regimului de scurtcircuit.

Ca separatori de exterior se livrează în prezent două serii constructive. Pentru tensiunile 6 (10) și 15 kV s-a adoptat un tip similar celui de interior.

Pentru 35—60—110 kV se execută seria completă după documentație sovietică (tipul RLN).

Construcția robustă și posibilitatea manevrării lor chiar în cele mai grele condiții de depunere de ghiață pe aparat, asigură buna funcționare a acestor separatori.

Pentru toate tipurile de separatori se execută numai dispozitive de acționare manuală.

În domeniul construcției de separatori de înaltă tensiune, există o destul de mare varietate de tipuri ce se fabrică curent în întreaga lume.

Comparînd seria noastră de separatori de interior cu produsele similare străine rezultă că s-a mers pe o soluție bună, care ca principiu constructiv va putea fi menținută. Perfecționarea seriei ar urma să se facă pe linia reducerii greutății și gabaritului. De altfel există unele realizări în această privință prin introducerea izolatorilor cu armare interioară care vor fi desigur extinse.

În multe țări, ca separator pentru instalații exterioare s-a impus tipul rotativ, în care cuțitul principal se mișcă în plan orizontal.

O soluție interesantă de montaj, ducînd la economie de spațiu, este amplasarea celor trei poli ai separatorului în continuare, în linie dreaptă. În acest caz, separatorul rotativ la care lungimea fiecărui pol este mai mică decît, de exemplu, la separatorul tip „cuțit", este cel indicat.

Vom mai menționa ca soluții constructive interesante, în vederea economisirii spațiului de montaj, două tipuri de separatori și anume : separatorul sovietic mono-coloană și separatorul pantograf al firmei Delle (Franța).

La separatorul mono-coloană, cuțitul și mecanismul sînt amplasate în capul coloanei izolante care se rotește pentru executarea manevrelor. Contactul fix este fixat direct de bara stației.

Separatorul „Delle" aduce o modificare la tipul pantograf cunoscut. În poziție deschis, pantograful depășea gabaritul soclului separatorului în două direcții diametral opuse. În noua construcție (semi-pantograf) ambele brațe ale pantografului fiind amplasate în aceeași direcție, depășirea de gabarit se face numai într-o parte.

Acest tip de separator, nu a fost încă verificat în exploatare.

Eforturile constructorilor noștri vor trebui să fie îndreptate spre realizări de noi tipuri care să satisfacă următoarele cerințe esențiale : siguranță și simplicitate în exploatare și gabarit cît mai redus.

În ultimii ani, pe linia simplificărilor și ieftinirii instalațiilor de înaltă tensiune, se folosesc din ce în ce mai mult, în posturi și substații de mică putere, separatori de sarcină. Aceste aparate, la care deschiderea este vizibilă, permit declanșarea în sarcină a circuitelor în limitele intensității lor nominale.

Protecția contra scurtcircuitelor se realizează cu siguranțe fuzibile, legate în serie cu separatorul de sarcină.

Diferitele construcţii realizate folosesc principiile cunoscute de la întreruptori, pentru stingerea arcului, suflarea de ulei, suflare de gaze produse de materiale solide, suflare cu aer auto-comprimat de aparat în timpul mişcării de declanşare, suflare magnetică etc. (fig. 2).

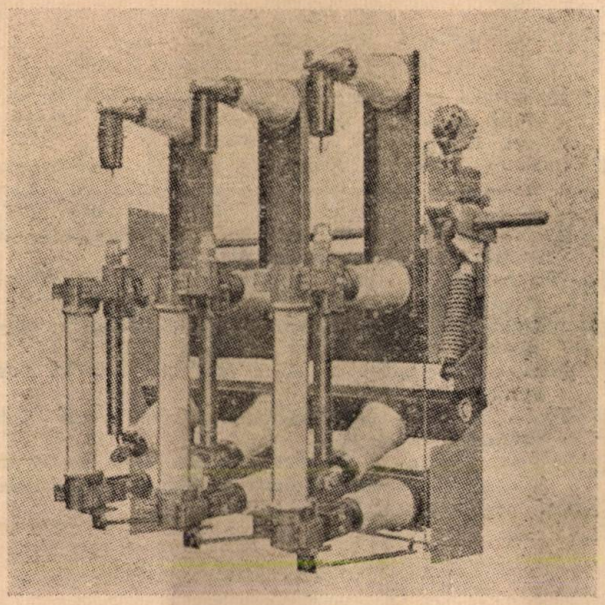


Fig. 2. Separator de sarcină.

Ar fi indicat ca şi la noi să înceapă fabricarea de separatori de sarcină.

Siguranţe fuzibile de înaltă tensiune

S-a asimilat seria de siguranţe fuzibile pentru tensiuni nominale de la 6 la 35 kV cu putere de rupere de 200 MVA pentru protecţia circuitelor de forţă şi seria pentru protecţia transformatorilor de tensiune, de aceleaşi tensiuni. Seriile acestea, iniţial executate numai pentru instalaţii interioare au fost extinse şi pentru instalaţiile exterioare.

Folosind ca mediu de stingere a arcului nisip fin de cuarţ, aceste siguranţe asimilate după documentaţie sovietică (tipurile PK şi PKT — cunoscute pentru bunele lor rezultate în exploatare) au fost cu succes verificate la laboratorul din Běchovice (ČSR) atît în privinţa puterii de rupere cît şi a supratensiunilor produse la întrerupere.

Folosirea siguranţelor fuzibile de înaltă tensiune a căpătat o extindere şi mai mare în ultimii ani, după cum s-a amintit mai sus, prin introducerea mai largă a separatorilor de sarcină.

Principalele firme europene au ales, pentru realizarea de siguranţe fuzibile cu mare putere de rupere, tipul cu nisip fin de cuarţ.

În acest tip se realizează siguranţe pentru interior şi exterior pentru toată gama de tensiuni pînă la 35 kV inclusiv.

Pentru siguranţe de tensiuni mai mari de 35 kV, se găseşte puţin material documentar, pe baza căruia să putem face o comparaţie între diverse tipuri constructive.

Vom menţiona tipul cu tub din material gazogen, care este folosit în U.R.S.S. Siguranţele sovietice de tipul PSN realizate cu tuburi de fibră electrotehnică, au o putere de rupere de 1 500 MVA la 110 kV.

S-a arătat anterior că la noi în ţară s-a mers pe linia asimilării de siguranţe cu nisip de cuarţ, pentru tensiuni nominale pînă la 35 kV inclusiv.

Comparaţia cu produse similare străine (în măsura materialului documentar ce posedăm) ne arată că s-a ales o soluţie bună. Urmează a se studia şi aplica unele perfecţionări care să permită mărirea puterii lor de rupere.

De asemenea trebuie să se studieze şi să se găsească cele mai bune soluţii pentru asimilarea de siguranţe pentru tensiuni mai mari de 35 kV.

De deosebită importanţă este găsirea unei soluţii simple şi sigure pentru înlocuirea automată a patronului siguranţei după arderea fuzibilului.

Descărcători de înaltă tensiune

Din domeniul aparatajului de protecţie contra supratensiunilor au fost asimilate seria descărcătorilor tubulari de la 6 la 110 kV, în care ca material generator de gaze pentru stingerea arcului, este folosită fibra electrotehnică.

Datorită rezultatelor obţinute de Institutul de cercetări şi proiectări electrotehnice se va putea trece, în curînd, la producţia industrială a descărcătorilor cu rezistenţă variabilă neliniară.

În domeniul aparatelor de protecţie contra supratensiunilor, care funcţionează pe baza unui efect de supapă (descărcători ventil), în decursul anilor s-au dat diverse soluţii.

Astfel, s-a folosit ca material pentru realizarea rezistenţei variabile bioxidul de plumb. Descărcătorii realizaţi au inconvenientul că se uzează repede şi nu pot fi extinşi la tensiuni mai mari.

De asemenea, descărcătorii electrolitici şi de tipul „Deion" nu au căpătat extindere.

Soluţia modernă se bazează pe folosirea de carborund electrotehnic. Discurile de rezistenţă variabilă realizate pe baza acestui material, după reţete diferite şi purtînd denumiri diferite („vilit" în U.R.S.S., „resorbit" la Brown Boveri, „revar" la Oerlikon, „zocar" în R.P. Polonă etc.) sînt în prezent practic singurele folosite în construcţia descărcătorilor moderni.

După cum s-a arătat anterior, punerea la punct a tehnologiei fabricaţiei de discuri de rezistenţă variabilă de către Institutul de cercetări şi proiectări electrotehnice, permite să se realizeze descărcători cu caracteristici bune.

Pentru o mai mare elasticitate în realizarea protecţiei contra supratensiunilor în sistemele energetice ar fi indicat ca pe lîngă descărcătorii ventil, să se continue fabricaţia şi a celor tubulari, tinzîndu-se la perfecţionarea lor, eventual în sensul înlocuirii fibrei cu alt material gazogen.

*

În încheiere, vrem să subliniem că în faţa constructorilor noştri de aparate de înaltă tensiune stau sarcini vaste.

Realizările de pînă în prezent ne îndreptăţesc să credem că ele vor fi soluţionate cu succes.

Este necesar însă să se dea o mai mare dezvoltare muncii de studii şi cercetări în domeniul aparatajului de înaltă tensiune, amplificîndu-se în special posibilităţile de executare a verificărilor de laborator.

Stadiul actual al teoriei principalelor fenomene ce se produc în aparatele de înaltă tensiune (în special stingerea arcului electric) nu oferă proiectanţilor elemente suficiente de calcul şi din această cauză sînt necesare mai multe verificări de laborator, decît în proiectarea altor produse electrotehnice, atît în timpul proiectării cît şi pentru definitivarea proiectului.

De asemenea, trebuie subliniat faptul că pentru a se realiza aparate cu caracteristici superioare este necesar un efort susţinut în perfecţionarea materialelor folosite în construcţia aparatelor şi realizarea de materiale noi izolante, pentru contacte etc.

Bibliografie

[1] *Butchievici şi Greiner*: Perspectivele dezvoltării şi sarcinile de bază în domeniul construcţiei de întreruptori, Electricestvo. nr. 7/1955.
[2] *Cabanes, Arlan şi Feintuch*: Evoluţia construcţiei staţiilor de înaltă tensiune, Comunicări la Soc. franceză a electricienilor, Bul. SFE, decembrie, 1955.
[3] *Afanasiev*: Construcţia aparatelor de comutaţie de înaltă tensiune, Gosenergoizdat, 1951.
[4] Intreruptori cu aer comprimat, Brown Boveri Mitteilungen, nr. 4—5/1950.
[5] Indreptar electrotehnic, vol. I, sub redacţie, Gosenergoizdat, 1955
[6] *Smurov*: Electrotehnica înaltei tensiuni, vol. III. Gosenergoizdat, 1955
[7] Protecţia contra supratensiunilor, Brown Boveri Mitteilungen, nr. 4/1951.
[8] *Ivanov, Prujinina, Savelíev*; Descărcătorii ventil de 3—220 kV, Vestnic electropamoşlenosti, nr. 9/1949.
[9] Cataloage — prospecte.

* * *

РАЗВИТИЕ В РНР ПРОИЗВОДСТВА АППАРАТУРЫ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Резюме

Делается обзор в статье существующего положения в области конструкции аппаратуры высокого напряжения (выключателей, разъединителей, предохранителей и разрядники) в стране и заграницe.

Вносятся полезные предложения по дальнейшему развитию производства аппаратуры высокого напряжения в РНР.

* * *

DIE ENTWICKLUNG DER FABRIKATION VON HOCHSPANNUNGSAPPARATUR IM LANDE

Zusammenfassung

Es wird der gegenwärtige Stand der Hochspannungsapparatur (Schalter, Trennschalter, Sicherungen und Funkstrecken) im Lande und im Auslande dagestellt. Es werden einige nützliche Vorschläge für die weitere Entwicklung der Produktion von Hochspannungsapparatur in der Rumänischen Volksrepublik gemacht.

Magneți permanenți pe bază de ferită de bariu

Leforditva T 1599/64

Ing. V. IVAȘCU și ing. V. TANACH

621.318.22

Se expun problemele legate de structura și proprietățile magneților permanenți pe baza de ferită de bariu. De asemenea, se dau unele rezultate ale cercetărilor efectuate în cadrul ICPET în legătură cu acest material. După expunerea părții teoretice se indică și problemele tehnologice legate de obținerea unor magneți avînd proprietățile enunțate.

În domeniul materialelor magnetice s-a deschis un nou capitol în urmă cu douăzeci de ani cînd la Eindhoven în Olanda, au început cercetări [1] intense în vederea realizării unor noi tipuri de magneți și anume a magneților nemetalici. Spre deosebire de magneții compuși din Fe, Ni, Cr și aliajele lor, aceștia, sub numele general de ferite, sînt compuși simpli sau complecși ai oxizilor de fier cu oxizi ai diferitelor metale ca Ni, Zn, Mn, Cr, Mg, Cu etc. O dezvoltare deosebit de importantă în acest domeniu, au avut-o pînă de curînd numai feritele moi pentru diferite aplicații în tehnica înaltei frecvențe, unde aceste materiale sînt folosite cu mult succes. În domeniul magneților permanenți magneții metalici nu aveau nici un rival în cadrul feritelor, pînă la cercetarea proprietăților feritei de cobalt și, în special, a feritei de bariu [2]. Aceasta din urmă prezintă avantajul economicității în compoziția ei neintrînd nici unul din metalele deficitare și strategice care se cuprind în mod obișnuit în magneții permanenți metalici de calitate superioară și anume Ni, Co, Ti.

Magneții permanenți pe bază de ferită de bariu sînt cunoscuți din prima jumătate a deceniului nostru, datorită lucrărilor lui E. W. Gorter, S. W. Rathenau [3] și alții care în urma cercetărilor intense efectuate pe compuși de tipul magneto-plumbitei, feritei de stronțiu, calciu și bariu, s-au oprit asupra ultimului compus, care prezintă o serie de avantaje tehnologice și caracteristici superioare magnetice. Ferita de bariu se poate obține fie sub forma $BaFe_{12}O_{19}$, fie sub forma $BaFe_{12}O_{19}$—2 Fe_3O_4, adică $BaFe_{18}O_{27}$. În general, pentru scopurile practice se folosesc compuși din prima formă, care prezintă o magnetizare de saturație superioară celui de al doilea compus.

În prezenta lucrare se tratează probleme în legătură cu structura și proprietățile magneților permanenți pe bază de ferită de bariu, precum și unele rezultate ale cercetărilor noastre în legătură cu acest material.

Aceste cercetări demonstrează legătura între partea teoretică și procedeele de urmat pentru a obține în mod practic magneți cu proprietăți superioare.

Structura cristalină a feritei de bariu

Caracterul exagonal al cristalului de ferită de bariu a fost menționat încă din 1938 de către Adelsköld care a arătat că, magnetoplumbita ($PbO.6Fe_2O_3$), ferita de stronțiu ($SrO.6Fe_2O_3$) și ferita de bariu ($BaO \cdot 6F_2O_3$) sînt izomorfe.

Monocelula cristalină formată din două molecule are forma unei prisme cu baza rombică avînd unghiurile de 60° respectiv 120°. Prin alăturarea a trei celule, fiecare avînd două laturi ale bazei comune, se evidențiază imediat caracterul exagonal al structurii cristaline (fig. 1) [3].

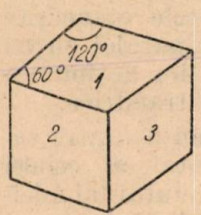


Fig. 1. Compunerea bazei cristalului de ferită de bariu.

Modelul celulei elementare, așa cum a fost alcătuit de Adelsköld pentru magnetoplumbită arată că rețeaua cristalină a feritei de bariu $BaFe_{12}O_{19}$ (fig. 2) cuprinde blocuri spinelice separate între ele prin straturi care cuprind un ion de Ba^{2+}, un ion Fe^{3+} și trei ioni de O^{2-} [2,4]. Blocul spinelic este format din 16 ioni de O^{2-} care alcătuiesc trei tipuri de site cristalografice octaedrice și unul tetraedric. În-

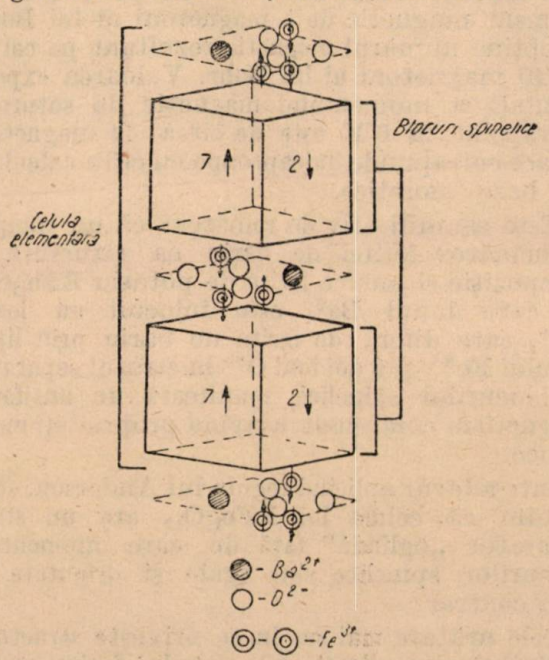


Fig. 2. Structura celulei de ferită de bariu $BaFe_{12}O_{19}$.

tr-unul din tipurile de site octaedrice se află pentru fiecare bloc spinelic doi ioni Fe^{3+} care

fac legătura cu stratul intermediar, iar în celelalte site octaedrice din interiorul spinelului se găsesc 7 ioni ferici Fe^{3+} dispuși în două tipuri de site.

Înafară de aceasta, în spinel se mai găsesc 2 ioni Fe^{3+} în site tetraedrice.

Conform teoriei lui Néel asupra antiferomagnetismului și ferimagnetismului, între momentele magnetice ale ionilor metalici paramagnetici are loc o interacțiune care poate fi pozitivă sau negativă în funcție de distanța dintre ioni și unghiul format între aceștia și ionul de oxigen cel mai apropiat.

În conformitate cu teoria lui Anderson [5] care stabilește unele reguli empirice asupra caracterului interacțiunii de supraschimb, momentele celor doi ioni ferici intermediari între spineli și strat se vor orienta antiparalel cu momentul ionului de fier din stratul separator între spineli, unghiul format de acești ioni în raport cu ionii de oxigen cei mai apropiați fiind de circa 140°. Aplicînd același procedeu constatăm că ionii Fe^{3+} din sitele octaedrice ale spinelului se vor orienta antiparalel cu cei doi ioni intermediari și la rîndul lor acționează antiparalel cu ionii din sitele tetraedrice.

Surprinzătoare este corespondența dintre valoarea momentului magnetic total al celulei calculat pe baza construcției modelului lui Adelsköld și prin aplicarea regulei lui Anderson și cel găsit pe cale experimentală. Într-adevăr, conform celor arătate mai sus numărul ionilor de Fe^{3+} ale căror momente magnetice rămîn necompensate este de $[(1+7)—(2+2)] \times 2 = 8$ pe celulă. Cum fiecare ion feric are un moment magnetic de 5 magnetoni ai lui Bohr, se obține numărul magnetic rezultant pe celulă de 40 magnetoni ai lui Bohr. Valoarea experimentală a momentului magnetic de saturație extrapolat la 0°K este de circa 44 magnetoni ceeace corespunde îndeaproape cu cifra calculată pe baze teoretice.

Este semnificativ de remarcat că un compus asemănător feritei de bariu ca structură și compoziție și anume ferita de potasiu $KFe_{11}O_{17}$, în care ionul Ba^{2+} este înlocuit cu ionul K^{1+}, care diferă de ferita de bariu prin lipsa ionului Fe^{3+} și a doi ioni O^{2-} în stratul separator al blocurilor spinelice, manifestă un antiferomagnetism compensat, neavînd proprietăți magnetice.

Într-adevăr aplicînd regula lui Anderson, constatăm că celula lui $KFe_{11}O_{17}$ are un strat separator „oglindă" față de care momentele blocurilor spinelice sînt egale și orientate în sens contrar.

Cele arătate mai sus în ce privește structura cristalină și explicația caracterului ferimagnetic al feritei de bariu sînt importante atît din punct de vedere științific, cît și practic deoarece aceste considerații pot fi extinse, la o serie de noi compoziții cu caracteristici asemănătoare, pînă în prezent necercetate.

Caracteristici tehnice

Magneții permanenți din ferită de bariu sînt fabricați și comercializați în mai multe țări sub diferite denumiri Ferroxdur (Olanda) Magnadur (S.U.A), Maniperm (R.D.G.), Koerox (R.F.G.) etc. și se experimentează de zeci de institute tehnice din lume, între care și de Institutul de Cercetări și Proiectări Electrotehnice din țara noastră. Caracteristicile magnetice ale acestora care se raportează în literatura de specialitate și care au fost obținute în cadrul cercetărilor noastre nu concordă însă, ele depinzînd de procesul tehnologic aplicat și chiar în cazul aplicării aceluiași procedeu, ele pot diferi în anumite limite de la o piesă la alta. Magneții cu compoziția $BaO.\ 6Fe_2O_3$ pot fi realizați cu structură izotropă, cu cristalele orientate arbitrar, sau cu structura anizotropă, cu cristalele orientate într-o anumită direcție.

Caracteristicile fizice principale ale magneților din ferită de bariu cu structură izotropă sînt următoarele *) :

Forța coercitivă $_BH_C$	(1300÷2000)Oe
Forța coercitivă $_JH_C$	(2400÷2800)Oe
Inducția remanentă B_r	(1500÷2100) Gauss
Magnetizarea de saturație $4\pi J_s$	(3000÷4000) Gauss
Intensitatea cîmpului magnetic la saturație H_m	(8000÷14000) Oe
Energia maximă $(BH)_{max}$	(0,5÷1,1). 10^6 GaussOe
Permeabilitate	1,2 Gauss/Oe
Densitatea razelor X	5,3 g/cm³
Densitatea macroscopică	(4÷4,8) g/cm³
Rezistivitate	(10^6÷10^8) ohmi cm
Coeficient de dilatare liniară	9.10^{-6} 1/°C
Coeficient de temperatură al inducției remanente	—(0,2÷0,3)%/°C
Temperatura Curie	450°C

Magneții cu orientare unidirecțională a cristalelor s-au realizat numai experimental (Ferroxdur II și III), fabricarea industrială prezentînd dificultăți tehnologice. Indicăm mai jos cîteva caracteristici principale ale acestor magneți [6]

	Ferroxdur II	Ferroxdur III	
Inducția remanentă B_r	3700	3000	
Forța coercitivă $_JH_C$	1200	2100	Oe
Energia maximă $(BH)_{max}$	$2{,}8.10^6$	$2{,}1.10^6$	Gauss Oe

*) Din literatura și din lucrările ICPET

Pentru orientarea cititorilor, dăm spre comparaţie cîteva cifre caracteristice ale magneţilor Alnico

	Alinco II	Alnico V
		Ticonal
Inducţie remanentă B_r, G :	7200	12000
Forţă coercitivă BH_c, Oe	540	580
Energia maximă $(BH)_{max}$ G, Oe	$1{,}6 \cdot 10^6$	$4{,}5 \cdot 10^6$

Din această comparaţie se poate observa că ferita de bariu rămîne în urma Ticonalului în ce priveşte energia maximă. Totuşi, ţinînd seama de permeabilitatea scăzută (circa 1) a feritei de bariu, în comparaţie cu aceea a Ticonalului (circa 4), cîmpul demagnetizant deci şi cîmpul de dispersie a feritei într-un volum de intrefier dat, este mult mai scăzut la ferita de bariu, ceea ce constituie un avantaj deosebit de important.

O caracteristică defavorabilă a noilor materiale magnetice o constituie friabilitatea lor şi lipsa de rezistenţă a muchiilor. De asemenea prelucrarea lor mecanică după formare este dificilă cu mijloacele clasice.

Folosirea prelucrării cu ultrasunete, va elimina acest desavantaj.

Forţa coercitivă

Ceea ce caracterizează magneţii permanenţi din ferita de bariu şi în deosebi de majoritatea magneţilor permanenţi metalici este coercitivitatea lor deosebit de ridicată. Două sînt cauzele principale a acestei înalte coercitivităţi : puternica anizotropie magneto-cristalină şi dimensiunea redusă a particulelor cristaline [7].

Anizotropia magneto-cristalină a feritei de bariu este determinată de construcţia reţelei cristaline şi prezintă o direcţie de magnetizare uşoară paralel cu axa exagonală a cristalului şi direcţie de magnetizare grea în orice direcţie din planul bazei (perpendiculară pe axa exagonală). Menţionăm că dimensiunile cristalelor în planul bazei sînt cu mult mai mari decît cele de-alungul axei exagonale.

Anizotropia este caracterizată de constanta K care reprezintă energia pe unitate de volum necesară pentru rotirea magnetizării de saturaţie într-un monocristal din direcţia preferenţială (axa exagonală) în direcţia magnetizării grele (planul bazei).

Pentru rotirea magnetizării din direcţia preferenţială numai cu unghiul θ este necesară energia

$$E_c = K \sin^2 \theta. \qquad (1)$$

Constanta anizotropiei K are valoarea de $3, 1.10^6$ erg/cm³ la ferita de bariu la temperatura camerei (comparativ cu $0{,}15.10^6$ erg/cm³ la fier). În fig. 3 se arată variaţia lui K cu temperatura. [5]

În cazul unui proces de magnetizare pur rotaţional de pe un monocristal de ferită de bariu, energia necesară pentru rotirea vecto-

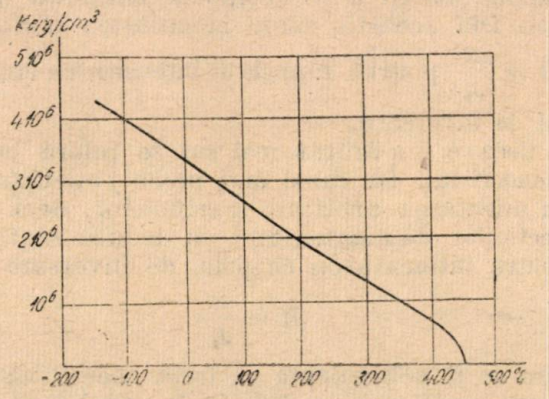


Fig. 3. Variaţia lui K cu temperatura $BaO.6Fe_2O_3$.

rului magnetizării cu un unghi θ faţă de direcţia preferenţială, cu ajutorul unui cîmp magnetic exterior este

$$E_1 = HJ_s \cos \theta. \qquad (2)$$

Energia internă determinată de anizotropia cristalină va fi în acest caz :

$$E_2 = K \sin^2 \theta \qquad (3)$$

iar energia totală a sistemului

$$E_t = E_2 - E_1 = K \sin^2 \theta - HJ_s \cos \theta. \qquad (4)$$

Echilibrul se va produce atunci cînd energia sistemului va fi minimă adică

$$\frac{dE_t}{d\theta} = 0 \qquad (5)$$

sau

$$2K \sin \theta \cos \theta + HJ_s \sin \theta = 0. \qquad (6)$$

Ecuaţia are două soluţii

$$\sin \theta_e = 0 \; (\theta_{e1} = 0, \; \theta_{e2} = \pi) \qquad (7)$$

şi

$$\cos \theta_e = -\frac{HJ_s}{2K} \qquad (8)$$

unde θ_e este unghiul de echilibru. Prima soluţie prezintă condiţia unui echilibru stabil, dar nu poate fi practic realizată decît atunci cînd direcţia cîmpului coincide cu direcţia vectorului magnetizării. A două soluţie nu admite un echilibru stabil din următoarele motive : pentru rotirea cu un unghi θ foarte mic a vectorului magnetizării ($\cos \theta \simeq 1$) este necesară o intensitate a cîmpului magnetic dată (în valori absolute) de relaţia :

$$H = \frac{2K}{J_s} \qquad (9)$$

Pe măsură însă ce creşte θ conform relaţiei (8), H scade, ceea ce înseamnă că intensitatea cîmpului H dată de relaţia (9) este valoarea maximă a cîmpului necesar pentru rotirea vectorului magnetizării cu 180° faţă de poziţia iniţială pentru a se suprapune cîmpului exterior. Din această cauză intensitatea cîmpului $H = \frac{2K}{J_s}$ poartă numele de intensitatea cîmpului de inversare.

Ceea ce s-a arătat mai sus se referă la un monocristal. În cazul unei probe policristaline cu orientarea arbitrară a cristalelor, deci şi a vectorilor de magnetizare, se deduce statistic, pentru intensitatea cîmpului de inversare

$$H = \frac{K}{J_s} \qquad (10)$$

care ar fi echivalentă cu forţa coercitivă ${}_JH_c$ şi este egală cu circa 7500 Oe, în cazul feritei de bariu cu structură izotropă.

În practică însă nu se poate obţine o magnetizare pur rotaţională, aceasta fiind intovărăşită de procesul de magnetizare produs prin deplasarea pereţilor lui Bloch dintre domeniile elementare. Astfel, demagnetizarea se realizează cu un cîmp invers mai redus şi forţa coercitivă scade (${}_JH_c = 3000$ Oe). Formarea în interiorul cristalelor a pereţilor lui Bloch, în timpul aplicării unui cîmp invers, micşorează numărul de poli magnetici liberi şi odată cu aceasta şi energia de demagnetizare. Energia necesară pentru formarea unui perete Bloch este între altele o funcţie de dimensiunile particulei separate. Calculînd condiţiile în care este posibilă formarea unui perete Bloch într-o particulă feromagnetică, se obţine diametrul critic al acesteia sub care particula este un monodomeniu. Astfel:

$$d_0 = \frac{9\,\sigma_p}{2\,J_s^2} \qquad (11)$$

unde σ_p este energia înmagazinată într-un perete Bloch. Pentru ferite de bariu se obţine astfel $d_0 \approx 1{,}3$ μ, (după Went, etc [2]) 3,3 μ (după Brockmann) [3] 1,5 μ (după Müller) [8].

Concluzia celor arătate mai sus este că pentru obţinerea unei forţe coercitive ridicate, trebuie evitată formarea pereţilor lui Bloch în interiorul particulelor, ceea ce se poate obţine prin reducerea dimensiunilor cristalelor la dimensiuni de ordinul a 1 μ adică monodomenice.

În aceste condiţii se pot obţine forţe coercitive ${}_BH_c$ pînă la 2000 Oersted, valoare numeric egală cu inducţia remanentă maximă practic obţinută la probe izotrope.

Inducţia remanentă

În ce priveşte inducţia remanentă, aceasta este de asemenea dependentă de structura cristalină a materialului deoarece

$$B_r = 4\pi J_r = 4\pi \rho \sigma_r \qquad (12)$$

unde ρ este densitatea aparentă şi σ_r este momentul magnetic remanent pe unitatea de masă (gauss cm), deci independent de densitate.

Densitatea maximă a materialului, determinată cu raze X, este de 5,3 g/cm^3. Inducţia remanentă va fi cu atît mai mare cu cît ne vom apropia de această densitate. Obţinerea unei densităţi mari a probei de ferită de bariu este condiţionată de realizarea unei densităţi mari iniţiale a probei prin presarea la presiuni ridicate sau printr-un tratament termic (sinterizare) intens.

Densitatea mare nu este suficientă pentru obţinerea unei valori ridicate a lui B_r aceasta depinzînd de valoarea lui σ_r, după cum se vede din formula (12). Valoarea lui σ_r depinde însă de felul procesului de demagnetizare, deci de structura feritei.

Inducţia remanentă, în cazul unei magnetizări pur rotaţionale (particule monodomenice) se obţine statistic a fi egală cu jumătate din magnetizarea de saturaţie $4\pi J_s$. Cum $4\pi J_s \approx$ 4000 gauss, se obţine $B_r = 4\pi J_r \approx 2000$ gauss, ceea ce corespunde cu experienţa. Dacă magnetizarea nu este pur rotaţională, pornind de la saturaţie pe curba de demagnetizare se constată că acest proces este mult facilitat de creşterea şi deplasarea pereţilor lui Bloch, în interiorul particulei. Se obţine în acest caz o curbă inferioară celei ideale şi o inducţie remanentă mai redusă. Şi în acest caz concluzia este că pentru obţinerea unei inducţii remanente ridicate, se cere pe lîngă o densitate mare şi o structură foarte fină a cristalelor, cu particule de ordinul micronilor, ceea ce limitează posibilităţile de acţionare asupra densităţii prin tratament termic.

În cazul din urmă se poate obţine o inducţie remanentă $B_r > 2\pi J_s$, deoarece în cadrul preparării magneţilor o mare parte din cristale se pot orienta cu axa exagonală în direcţia în care urmează a fi magnetizaţi pentru utilizare. Am constatat că presarea la presiuni mari favorizează acest proces cînd direcţia de presare coincide cu direcţia de magnetizare a magneţilor în exploatare. Fenomenul se explică în cazul materialului presinterizat prin tendinţa firească a granulelor microcristaline de a se aşeza cu planul bazei (care are dimensiuni maxime) perpendicular pe direcţia presării.

Pe de altă parte în cazul aplicării tratamentului termic unic cristalele vor tinde să crească cu bazele (care au dimensiunile maxime) în direcţia perpendiculară pe aceea a presării.

În aceste direcţii compactitatea este mai redusă faţă de direcţia presării, rezistenţa opusă dezvoltării cristalului fiind, deci, mai slabă.

Cele arătate mai sus se pot ilustra în următoarele exemple, din cadrul lucrărilor noastre: o probă care a suferit şi tratamentul de presinterizare pe lîngă arderea finală timp de 20 ore,

ceea ce a permis formarea unor cristale mari, deci şi deplasarea pereţilor lui Bloch, prezintă o magnetizare de saturaţie $4\pi J_s = 3800$ gauss şi o inducţie remanentă $B_r = 1424$ gauss deci numai 37 % din $4\pi J_s$, în timp ce o altă probă arsă la o temperatură mai ridicată dar un timp mai scurt are $4\pi J_s = 2450$ gauss şi $B_r = 1788$ gauss deci 73 % din $4\pi J_s$.

În cel din urmă caz, structura aproape monodomenică a cristalelor nu a permis deplasarea pereţilor lui Bloch şi a evitat deci efectul demagnetizant al acestora.

În ce priveşte proprietăţile diferite ale magneţilor după direcţia magnetizării menţionăm exemplul probei M 14 la care am obţinut următoarele valori :

	B_r	$_BH_c$
Magnetizată în direcţia presării	1855	1382
Magnetizată perpendicular pe direcţia presării	1320	1269

Procesul tehnologic

Magneţii permanenţi pe bază de ferită de bariu sînt fabricaţi prin aplicarea unei tehnologii asemănătoare cu aceea a produselor ceramice [9].

Operaţiile de bază ale acestui proces sînt :

1. Pregătirea amestecului
2. Brichetarea materialului
3. Tratament termic preliminar
4. Sfărîmarea şi măcinarea fină a bricheţilor presinterizaţi
5. Presarea finală a magneţilor
6. Sinterizarea finală
7. Prelucrări mecanice şi magnetizare

Schematic acest proces tehnologic este reprezentat în fig. 4.

Avînd în vedere că proprietăţile magnetice ale produsului final sînt legate în special de operaţiile de presare şi tratament termic, vom insista mai mult asupra relaţiilor dintre parametrii procesului de presare şi tratament termic şi performanţele magnetice ale materialului rezultat.

Atît datele din literatură cît şi cercetările noastre arată că o inducţie remanentă şi forţă coercitivă mare oferă ferită microcristalină cu densitate mare, mărimea cristalelor fiind de ordinul de mărime a domeniilor magnetice, adică $\sim 1\ \mu$.

Creşterea cristalelor vor aduce o scădere atît a inducţiei remanente cît şi a forţei coercitive.

Aceste fenomene de altfel sînt în deplină concordanţă cu teoriile dezvoltate anterior.

Presarea. În cursul procesului tehnologic arătat mai sus sînt două operaţii de presare şi anume :

— prima cu scopul de a aglomera materiile prime amestecate şi măcinate atît pentru a putea fi introduse mai uşor în cuptor la tratamentul termic preliminar cît şi pentru a crea condiţii de reacţie mai bune ;

— a doua presare se face pentru a da forma finală magnetului, ţinîndu-se seamă de faptul că în cursul operaţiei de sinterizare finală produsul va suferi o contracţie uniformă respectînd forma printr-o reducere proporţională a dimensiunilor.

Precum am arătat mai sus obiectivul principal în cursul acestei operaţiuni este obţinerea unei densităţi pe cît se poate de mari pe lîngă exactitatea formei şi omogeneitatea materialului.

Realizarea acestor condiţii este îngreunată prin faptul că este vorba de presarea unui praf foarte fin, predispus la stratificare în momentul aplicării unor presiuni mari, de ordinul 1—5 t/cm^2.

Tratamentul termic. Schema tehnologică dată în fig. 4 conţine :

a) tratamentul termic preliminar ;

b) sinterizarea finală.

Tratamentul termic preliminar are ca scop formarea feritei, omogeneizarea ei şi obţinerea unei densităţi maxime pe lîngă o contracţie minimă la sinterizarea finală, care trebuie să ducă numai la o sudare a particulelor tangente şi o eventuală apropiere a lor.

Precum s-a arătat mai sus mărimea cristalului de ferită de bariu este hotărîtoare în ceea ce priveşte atît inducţia remanentă cît şi forţa coercitivă a produsului finit, iar această mărime este determinată de intensitatea şi durata tratamentelor termice.

Cercetările noastre au mers pe linia aplicării unui proces tehnologic prin care să se realizeze o structură microcristalină şi o densitate ridicată. Aceste condiţii se pot atinge printr-un tratament termic intens şi de scurtă durată, ceea ce s-a confirmat prin experienţă. Tratamentul termic intens are ca scop producerea completă a reacţiei în faza solidă şi sinterizarea materialului. Durata scurtă a tratamentului nu permite cristalelor formate să crească.

În lucrările noastre am eliminat tratamentele preliminare, aplicînd un singur tratament termic. Această simplificare nu prejudiciază calităţilor magneţilor, deoarece reacţia în faza solidă se produce într-un scurt timp, la temperatură mai ridicată, mergînd în adîncime cu o viteză mare datorită relativ bunei conductibilităţi termice a feritei de bariu.

Experienţele noastre au fost efectuate la 3 temperaturi de ardere 1150°C, 1200°C, 1250°C cu aplicarea unui palier de durată variabilă. Introducerea probelor în cuptor se făcea prin preîncălzirea lor timp de 2—3 ore, iar răcirea se făcea brusc.

Rezultatele măsurătorilor inducţiei remanente B_r şi forţei coercitive $_BH_c$ sînt indicate în

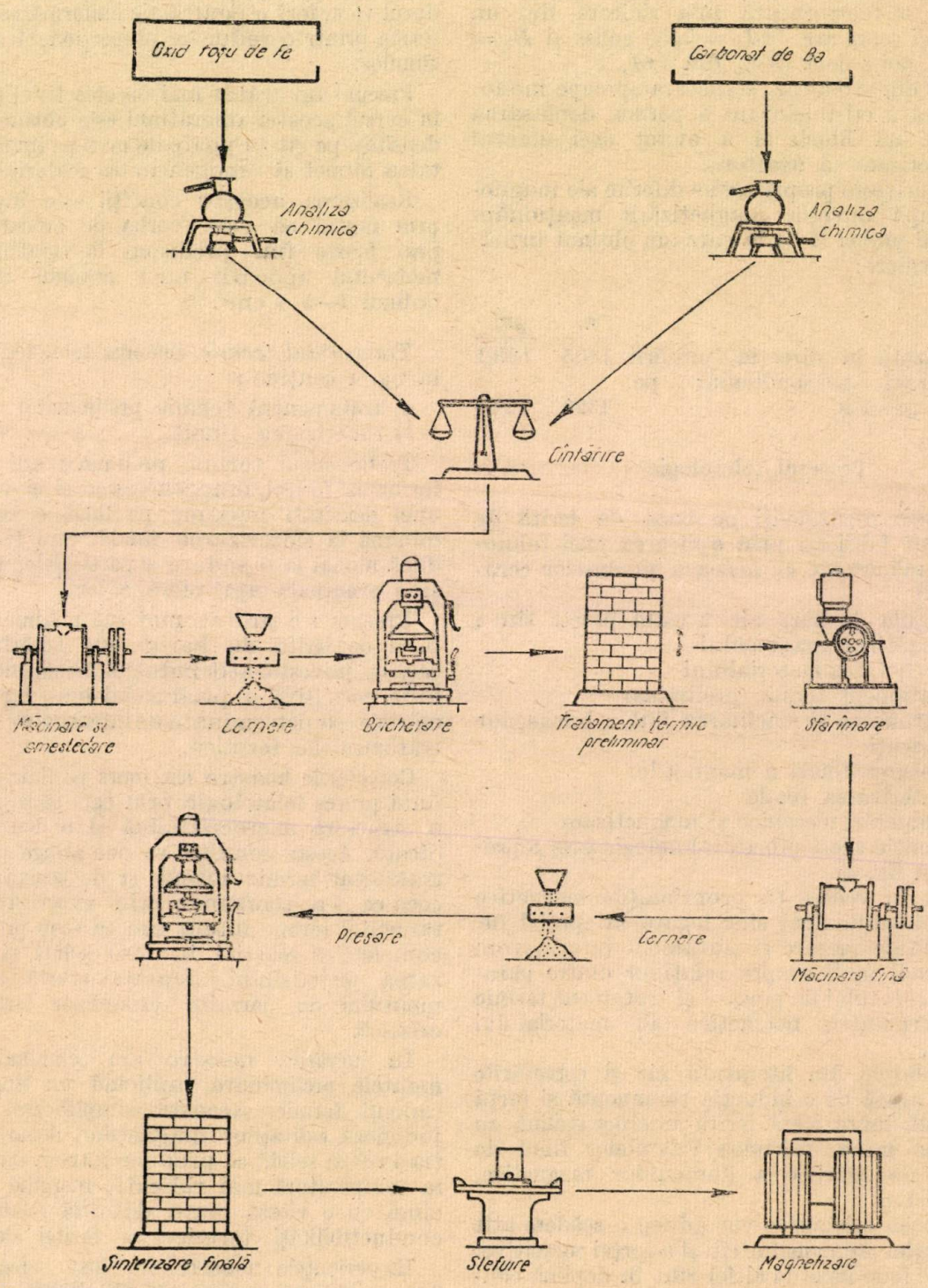


Fig. 4. Procesul tehnologic de fabricare a magneţilor din ferita de bariu.

diagramele din fig. 5 şi 6 în care t este durata palierului.

Din aceste curbe se pot trage următoarele concluzii:

1. Un singur tratament este suficient pentru a obţine performanţe magnetice ridicate (în

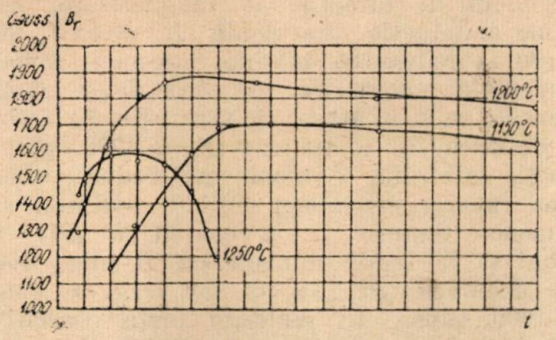


Fig. 5. Rezultatele măsurătorilor inducţiei remanente în funcţie de durata palierului.

condiţiuni speciale am obţinut $B_r = 12090$ gauss şi $_BH_c = 1700$ Oe). Reacţia în fază solidă, densitatea ridicată (4,5 g/cm) şi sinterizarea unui magnet cu structură micro-

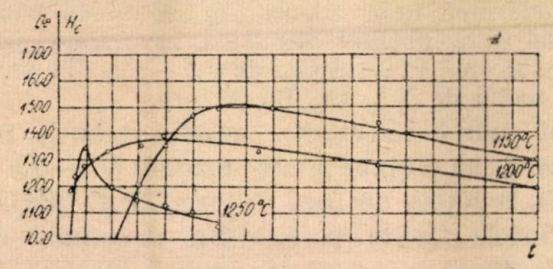


Fig. 6. Rezultatele măsurătorilor forţei coercitive în funcţie de durata palierului.

cristalină (1—5 μ) se pot realiza într-un singur tratament aplicînd un regim de temperatură corespunzător.

2. Prelungirea tratamentului termic influenţează negativ atît inducţia remanentă, cît mai ales forţa coercitivă. Aceasta se explică prin creşterea cristalelor din cauza prelungirii tratamentului termic şi formarea în consecinţă a pereţiior lui Bloch cu efectul lor demagnetizant. Panta lui B_r descreşte de la un anumit palier în sus mai lent decît panta lui H_c deoarece odată cu creşterea cristalelor are loc şi o creştere a densităţii materialului, ceea ce compensează în parte efectul demagnetizant al deplasării pereţilor lui Bloch.

La temperaturi ridicate însă, panta lui B_r scade mai repede din cauza apropierii de vitrifiere şi deformarea în consecinţă a structurii reţelei cristaline.

În fig. 7, 8 şi 9 sînt trasate curbele de demagnetizare caracteristice pentru epruvetele tratate la diferite temperaturi şi paliere de

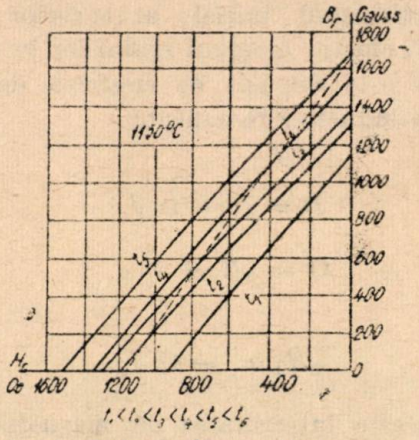


Fig. 7. Curbe de demagnetizare caracteristice pentru epruvete tratate la temperatura de 1150°C

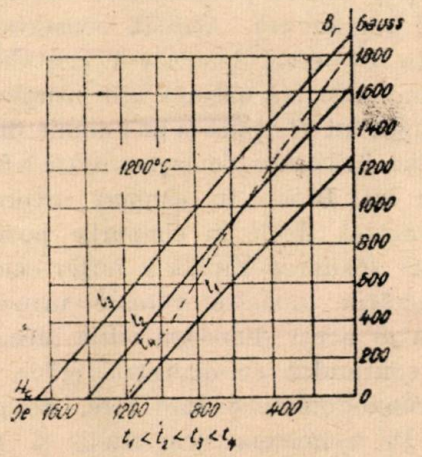


Fig. 8. Curbe de demagnetizare caracteristice pentru epruvete tratate la temperatura de 1200°C.

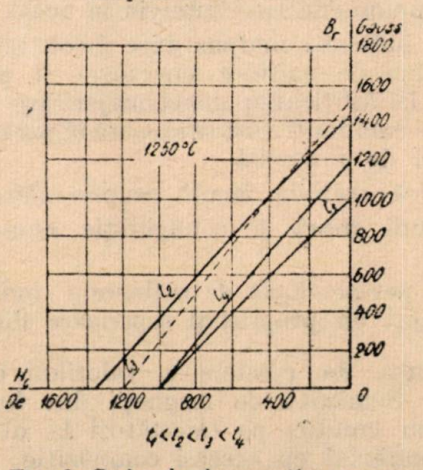


Fig. 9. Curbe de demagnetizare caracteristice pentru epruvete tratate la temperatura de 1250°C.

sinterizare. Interesant de observat este faptul că caracteristicile se deplasează paralel spre

valori cu B_r și H_c superioare pe măsură ce crește durata palierului pînă la un palier cînd panta curbei crește din cauza reducerii lui H_c. Paralelismul inițial al curbelor indică faptul că efectul creșterii cristalelor în această perioadă este depășit de creșterea densității deci și a inducției remanente.

Dar

$$B = H + 4\pi J_c \qquad (13)$$

$$0 = {}_BH_c + 4\pi J_c \qquad (14)$$

și

$${}_BH_c = -4\pi J_c \qquad (15)$$

unde J_c este intensitatea de magnetizare în punctul ($B = 0$, $H = {}_BH_c$) și este proporțională cu densitatea.

Deci ${}_BH_c$ crește proporțional cu creșterea inducției remanente. Această constatare mai dovedește că efectul creșterii cristalelor* se manifestă în această măsură atît asupra lui B_r cît și asupra lui H_c pînă la un anumit diametru critic, cînd influența demagnetizantă a formării pereților lui Bloch în cîmpuri inverse este mai puternică decît în cîmpurile pozitive și determină scăderea rapidă a forței coercitive.

În lucrările noastre viitoare urmează să determinăm acest diametru critic (aceasta nu trebuie confundat cu diametrul critic al particulei monodomenice care este, desigur inferior). De asemenea vom studia și punctul de inducție remanentă maximă, sperînd să putem obține o relație cantitativă între diferitele fenomene care intervin în acest proces.

Calea indicată mai sus duce incontestabil la un produs de calitate superioară și poate fi urmată la fabricarea marei majorități a magneților permanenți care se execută în prezent din acest fel de material.

Rezervă trebuie făcută asupra pieselor de dimensiuni mari și configurație complicată.

Căile și perspectivele de obținere a magneților permanenți cu proprietăți superioare din ferite

Tendința de creștere a valorilor energiei maxime furnizată de magneții din ferită de bariu, au condus pe cercetători la obținerea unui material cu aceeași compoziție, dar cu axele cristalelor orientate într-o direcție comună (Ferroxdur II și III). În principiu aceasta se realizează prin orientarea și presarea în cîmp magnetic a microcristalelor de ferită, după care piesa este supusă unui tratament termic final de sinterizare. În timpul acestui tratament termic orientarea cristalelor nu numai că nu se strică, ci dimpotrivă se îmbunătățește, datorită absorbirii cristalelor greșit orientate de către cele orientate corect. În mod ideal dacă toate cristalele ar fi orientate cu axa exagonală în direcția de magnetizare, s-ar obține o inducție remanentă $B_r = 4\pi J_s$, deoarece la reducerea mărimii cîmpului aplicat momentele magnetice ale cristalelor rămîn orientate ca și în starea de saturație. Ar trebui să obținem în acest caz $B_r \approx 4000$ gauss. Practic se obține o valoare mai redusă, orientarea tuturor cristalelor nefiind posibilă. De asemenea teoretic, forța coercitivă ${}_BH_c$ ar trebui să fie egală numeric cu B_r adică 4000 Oe, deoarece ${}_JH_c = \infty$ iar $4\pi j = \text{const} = 4000$ gauss. În realitate forța coercitivă este mult mai mică, circa 1300 Oe din cauza demagnetizării provocate prin deplasarea pereților lui Bloch în cristalele mărite peste dimensiunile critice în urma repetatelor tratamente termice.

Încercările de îmbunătățire a performanțelor magnetice și mecanice ale magneților permanenți din ferita de bariu s-au făcut și prin introducerea unor adaosuri în rețeta de bază. Astfel s-au obținut rezultate favorabile prin introducerea în cantități de 0,5—5% din unul din oxizii de Mn, Cr, Bi, As etc.

În cadrul cercetărilor noastre primele rezultate s-au obținut printr-un adaus de 1—1,5% Bi_2O_3 la rețeta de bază de forma $BaO\text{-}6Fe_2O_3$.

Probele făcute paralel din materialul de bază și cel cu adaus în condiții identice de presare și tratament termic au arătat că magneții cu adaos de $Bi_2\ 0_3$ prezentau o inducție remanentă cu circa 27% mai mare, iar forța coercitivă cu 10% mai mare.

Măsurători magnetice

Caracteristicele magnetice ale epruvetelor de magneți permanenți feritici au fost măsurate în cadrul laboratorului de măsurători electrice ale sectorului „Curenți Tari" din ICPET, la permeametrul tip Neumann, cu două juguri. Inițial s-au întîmpinat dificultăți mari în obținerea unui cîmp suficient de puternic în probe pentru a atinge saturația tehnică. Prin realizarea unor epruvete cu dimensiuni axiale reduse, în direcția magnetizării (6—12 mm) și așezarea pieselor polare și a probei astfel încît să se permită o concentrare a fluxului magnetic prin epruvetă s-au obținut cîmpuri de 8000—12000 Oe, chiar și de 16000 Oe în cazuri excepționale.

Inducția s-a măsurat cu galvanometrul balistic cu ajutorul bobinei de probă iar intensitatea cîmpului magnetic cu potențialometrul

Rogowski şi galvanometrul balistic. În fig. 10 se descrie unul din ciclurile de istereză trasate prin metodele indicate mai sus.

Aplicaţii

Caracteristicile specifice ale magneţilor permanenţi pe bază de ferită de bariu au determinat utilizarea lor cu maximum de randament, mai ales în circuite magnetice în care se impune o înaltă coercitivitate a magnetului. Iată cîteva aplicaţii mai importante [11] [12] [13]:

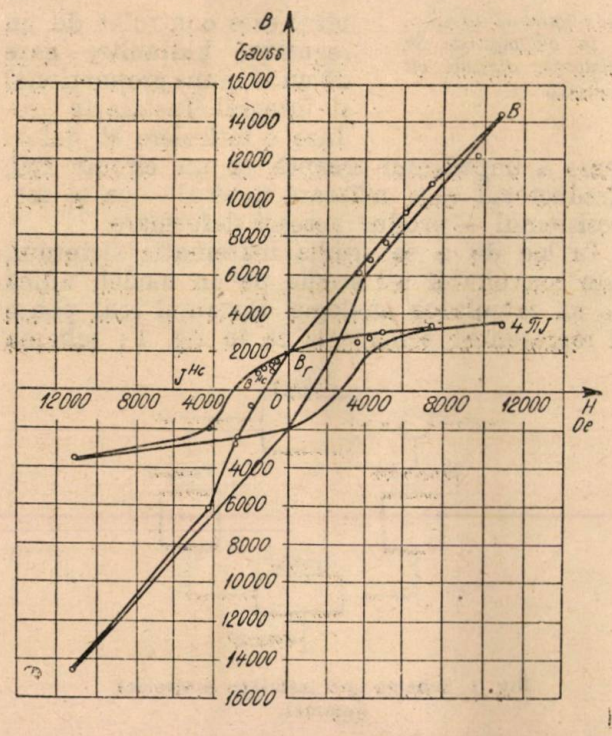


Fig. 10. Ciclul de istereză al feritei de bariu.

— magneţi pentru difuzoare permanent dinamice;
— magneţi pentru dinamuri de bicicletă;
— magneţi pentru dinamuri de lanternă;
— magneţi pentru aparate de măsură;
— lagăre fără frecare;
— focalizatori de kinoscoape;
— magneţi de frînă pentru contori electrici;
— cuplaje magnetice;
— sisteme tachometrice;
— filtru de ulei;
— micromotoare;
— jucării.

De asemenea, datorită înaltei rezistivităţi a materialului, magneţii pe bază de ferită de bariu se pretează în mod deosebit în circuite de înaltă frecvenţă pentru premagnetizare, relee etc.

Lucrările în legătură cu magneţii permanenţi pe bază de ferite sînt abia la început şi pînă în prezent au fost extinse numai asupra unui număr foarte restrîns de compuşi. Importanţa deosebită a acestor materiale ne îndreptăţeşte să presupunem că în viitor prin extinderea cercetărilor vor mai apărea noi compuşi cu performanţe atît magnetice cît şi mecanice, superioare celor cunoscute azi.

Bibliografie

[1] *Salperter J. L.*: Developments in sintered magnetic materials, Proc. of. the IRE, 1954, 42, nr. 3.
[2] *Went J. J., Rathenau G. W. Gorter E. W. şi van Oosterhaut G.*: Ferroxdure, un groupe de nouveaux materiaux pour aimants permanents, Revue Technique 13, nr. 12, 1952.
[3] *Brockman F. G.*: A new permanent magnet material of non-strategic material, Electrical Engineering 71, iulie, 1952.
[4] *Rathenau G. W.* Saturation and magnetisation of hexagonal iron oxide compounds, Review of Modern Physics, nr. 1.1953.
[5] *Fairweather A., Roberts F. F., Welch A. J. E.*: Ferrites, Reports an Progress in Physics, nr. 15. 1952.
[6] *Stuights A. L. Rathenau G. W., Weber M.*: Ferroxdure II et III, materiaux magnetiques permanents anisotropes, Revue Technique Philips, nr. 7, 1955.
[7] *Rathenau G. W. Smit J., Stuights A. L.*: Ferromagnetic properties of hexagonal iron oxide compounds without prefered orientation, Zeitschrift für Physik 133, 1954.
[8] *Müller H. G.*: Zur Theorie der Koerzitivkraft des Bariumferrit dauermagneten Maniperm, Deutsche Elektro technik, nr. 8, 1955.
[9] *Kozlowski L., Zialowski Z., Raumowski B.*: Witwarzani ferrytu barowego jego struktura i wlasnosci magnetyczane, Przeglad elektrotechniczny, nr. 10/11. 1955.
[10] *Takeshi Takei, Sugimoto Mitsuo*: Improvement of oxide magnets, Reports Sci. Research, Inst. nr. 31, 1955.
[11] *Fahlenbrach H.*: Oxydische Dauermagnete mit magnetischer Vorzugsrichtung, ETZ—A, nr, 13, 1953.
[12] *Fahlenbrach H., Heister W.*: Oxydische Dauermagnete aus Bariumoxyd und Eisen III—oxyd, Archiv für das Eisenhuttenwessen, nr. 11/12,1953.
[13] ***: Maniperm, ein oxydkeramischer Dauermagnetwerkstoff, VEB Keramische Werke, Hermsdorf, februarie, 1956.

* * *

ПОСТОЯННЫЕ МАГНИТЫ НА ОСНОВЕ ФЕРРИТА БАРИЯ

Резюме

Излагаются вопросы связанные со структурои и свойствами постоянных магнитов на основе феррита бария. Далее приводятся некоторые результаты исследований, проведенных ИКПЕТ в связи с этим материалом. После изложения теоретической чавсти отмечаются технологические вопросы, связанные с получением магнитов, обладающих вышеописанными свойствами.

* * *

DAUERMAGNETE AUS BARIUMFERRIT

Zusammenfassung

Es werden die Probleme der Struktur und der Eigenschaften von Dauermagneten aus Bariumferrit erläutert. Anschliessend werden einige Ergebnisse angeführt die im Rahmen des „ICPET" mit diesem Verkstoffe erzielt wurden. Nach der Darstellung des theoretischen Teiles werden einige technologische Probleme in Verbindung mit der Verfertigung solcher Magnete erläutert.

Utilizarea calculatorilor electronici în automatică

Prof. ing. EDM. NICOLAU

621—52 :681.142—83 :621.38

Se expun, în principiu, modalităţile de utilizare a calculatorilor electronici în automatică. Se expun atît problemele calculatorilor digitali cît şi ai celor analogici.

În ultimul timp, automatica a înregistrat succese din ce în ce mai mari, şi aceasta, în bună măsură datorită utilizării pe scară tot mai largă a calculatorilor electronici. Aceşti calculatori — atît de tip analogic cît şi digital —se utilizează astăzi atît la proiectarea, cît şi la reglajul sistemelor automate; mai mult chiar, anumiţi calculatori fac parte integrantă din anumite dispozitive automate. Analizele arată că uzina complet automată se poate realiza tocmai prin utilizarea calculatorilor electronici. Acest lucru este de altfel demonstrat de anumite întreprinderi care funcţionează astăzi cu secţii complet automatizate — sau chiar în întregime automatizate. Scopul prezentului articol este de a prezenta principalele moduri de utilizare în automatică a calculatorilor electronici. În primul rînd se va arăta modul în care se utilizează calculatorii analogici; în partea a doua se va arăta modul de utilizare a calculatorilor digitali.

1. Utilizarea în automatică a calculatorilor analogici. Proiectele de automatizări ridică probleme complexe atît în regim liniar cît şi în regim neliniar.Atunci cînd se proiectează un dispozitiv automat cu reacţie, se pun următoarele probleme: 1 — sistemul propus va putea să regleze sistemul? 2 — care sînt valorile parametrilor care dau controlul optim? 3 — care este controlul optim? 4 — care sînt limitele între care pot varia parametrii şi constantele de timp pentru ca sistemul să rămînă stabil? 5 — valorile adoptate pentru sistemul real, sînt critice din punct de vedere al stabilităţii? 6 — cum se comportă sistemul la neliniarităţi? [1] [2]

Evident, la multe din aceste probleme se poate răspunde printr-o analiză matematică, dacă sistemul este considerat liniar. Analiza matematică devine însă deficitară în momentul în care se ţine seama de neliniarităţile sistemului. Problemele se complică considerabil în momentul în care se ţine seama de neliniarităţile inerente sistemelor reale, pentru variaţii suficient de mari ale variabilelor. Însă chiar pentru sisteme liniare, adeseori este mai simplu de a studia comportarea unui sistem automat pe un model corespunzător, decît de a efectua analiza sa matematică.

Să considerăm de exemplu o instalaţie care în esenţă este un mare rezervor. Se propune a se măsura debitul de gaz din acest rezervor. Debitul este controlat de un regulator hidraulic, care dă un răspuns proporţional şi integral. Instalaţia produce o întîrziere şi deformare a impulsului treaptă ca un circuit RC. Traductorul care măsoară debitul — ca şi servosistemul — produc aceeaşi deformare.

În loc de a se studia matematic sistemul, este convenabil a-l studia pe un model, adică pe un calculator analogic. Sistemul real poate fi reprezentat schematic ca în fig. 1; schema

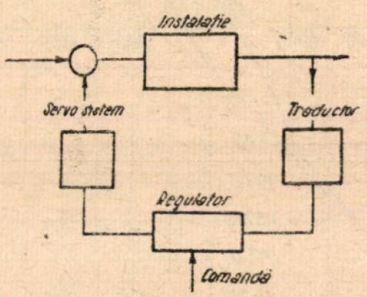


Fig. 1. Schema unei instalaţii controlată automat.

bloc a modelului echivalent se indică în fig. 2.

Pe model este foarte comod de a studia influenţa diverşilor parametri asupra reglajului obţinut. Tehnica constă în a aplica la intrare

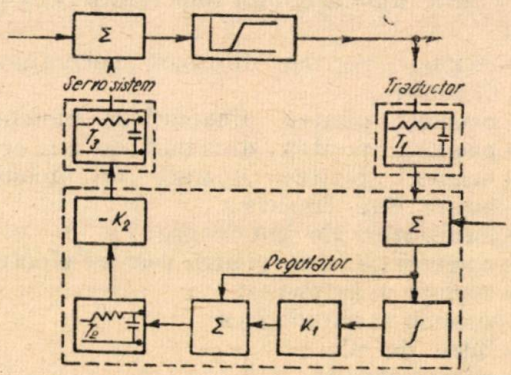


Fig. 2. Schema bloc a modelului instalaţiei din fig. 1.

un impuls treaptă şi a observa ieşirea. Modificarea instalaţiei corespunde aici la modificarea unor parametri electrici. În fig. 3 se arată impulsul aplicat la intrare, ca şi ieşirile obţinute în diverse situaţii; curba 1 corespunde rezervorului fără sistemul de reglaj; curba 2 corespunde instalaţie cu reglaj proporţional;

curba 3 corespunde unui reglaj atît proporţional cît şi integral. Este evident că reglajul parametrilor corepunzînd curbei 3, este cel convenabil. Pe model el se determină foarte simplu.

Elementele constituitive ale modelului sînt —după cum se constată — relativ simple : cir-

Fig. 3. Răspunsul instalaţiei din fig. 1, la o perturbaţiei treaptă.

cuite de însumare şi de integrare, circuite RC şi amplificatori pentru fixarea valorilor coeficienţilor.

Din punct de vedere economic modelarea sistemelor automate este convenabilă, elementele constitutive fiind aceleaşi pentru toate sistemele liniare. Ele nu se pierd deci la terminarea studierii unui anumit sistem, ci se recuperează în întregime, putînd fi apoi din nou utilizate în condiţii perfecte.

Modelarea sistemelor neliniare [3]. Cu ajutorul calculatorilor analogici se pot studia nu numai sisteme liniare ci şi neliniare. Aceasta se poate face în mai multe moduri. Unul constă din a modela convenabil părţile neliniare. Altă tehnică modelează numai părţile liniare, sau o parte a părţilor neliniare, lăsînd în model ca atare elementul neliniar caracteristic. Vom prezenta pe rînd ambele procedee. În primul rînd vom expune diverse metode pentru a modela neliniarităţi tipice.

Neliniarităţile sînt inerente sistemelor fizice, din momentul în care mărimile considerate au variaţii suficient de mari. Acesta este de exemplu cazul caracteristicilor tuburilor electronice. Cazul respectiv se încadrează în cazul neliniarităţilor

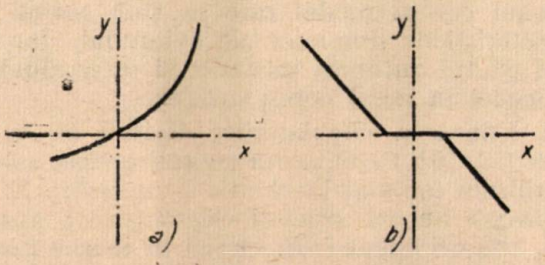


Fig. 4. Neliniarităţi caracteristice :
a — neliniaritatea unei funcţii continue ; *b* —neliniaritate provenind din discontinuitatea unei funcţii liniare.

reprezentate prin funcţii continue. Există însă şi neliniarităţi caracterizate prin discontinuităţi în funcţii continue, liniare. În fig. 4 se reprezintă ambele tipuri de neliniarităţi

Cum în automatică intervin ambele tipuri de neliniarităţi, este necesar a se modela ambele tipuri, pentru a putea modela sistemele corespunzătoare.

Transformator funcţional cu diode [4]. Prin transformator funcţional se înţelege un element care stabileşte o anumită legătură funcţională între tensiunea aplicată elementului (care este un dipol) şi curentul care îl parcurge. Caracteristice formate dintr-o semidreaptă avînd o prelun-

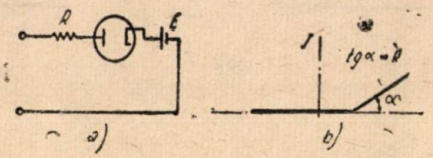


Fig. 5. Diodă polarizată în serie (*a*) şi caracteristica obţinută (*b*).

gire pe axa i = 0 se pot obţine cu ajutorul unei diode polarizată convenabil şi a unui amplificator. Polarizarea poate fi montată în serie sau în derivaţie. În fig. 5 se dă un exemplu de montaj cu diodă polarizată în serie, ca şi caracteristica corespunzătoare. În fig. 6 se arată diverse caracteristici care pot fi obţinute cu montaje utilizînd diode polarizate derivaţie. Montajele cu diode polarizate derivaţie prezintă avantajul că curentul principal nu trece prin sursa de polarizare.

Cu ajutorul acestor montaje cu diodă se pot realiza dipoli la care caracteristica tensiune-curent să fie o funcţie monotonă dinainte dată. O astfel de caracteristică şi montajul corespunzător se arată în fig. 7. In esenţă montajul are o funcţionare simplă : diversele diode se deschid pe rînd, lăsînd să treacă anumiţi curenţi, care însumaţi dau curentul total corespunzînd tensiunii aplicate. Astfel de scheme servesc şi în calculatorii analogici destinaţi altor scopuri decît la modelarea sistemelor automate : ori unde se cere un element la care caracteristica volt-amperi să fie o funcţie monotonă dată. Detalii asupra proiectării acestor scheme se dă în literatură.

Modelarea caracteristicilor cu zone moarte. In sistemele reale de reglaj există adeseori elemente care au zone de insensibilitate, ceea ce în caracteristici se traduce prin apariţia unor „zone moarte", în care una din mărimi variază, fără ca variabila a doua să simtă aceasta. O astfel de caracteristică este cea din fig. 8, *b*. In fig. 8, *a* se dă montajul cu care poate fi ea obţinută. Se observă că în fond este un montaj simplu utilizînd un amplificator cu reacţie şi două diode polarizate. Dacă tensiunea aplicată la intrare este — în valoare absolută — mai mică decît tensiunea *E* diodele sînt blocate şi tensiunea la ieşire este zero. Dacă însă tensiunea aplicată depăşeşte această valoare una din diode începe să conducă făcînd ca la ieşire să apară o tensiune de un semn sau altul.

Pentru obţinerea caracteristicilor mai complicate — cum ar fi o caracteristică de releu — se poate utiliza montajul din fig. 9, *a*. In fig. 10 se dau diverse caracteristice care se obţin foarte

simplu cu ajutorul schemei din fig. 9, *a*, modificînd numai anumite tensiuni. Pe acest exemplu se vede clar cît de simplu se modifică intrarea cît și de la ieșirea lor sînt de natură electrică, ele se pot introduce în model foarte simplu. In cazul însă în care aceste semnale nu

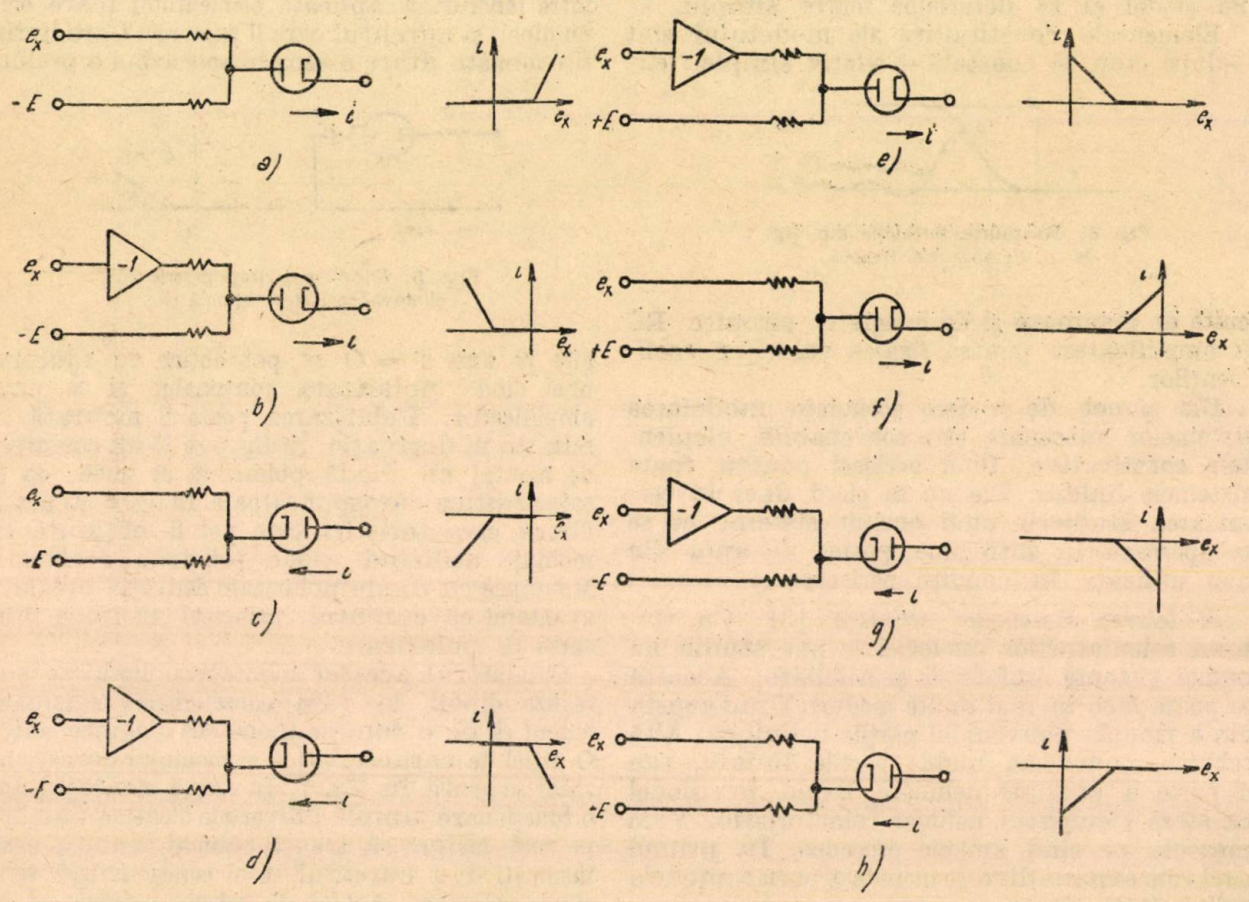


Fig. 6. Montaje cu diode polarizate derivație și caracteristicile corespunzătoare.

proprietățile modelelor, adaptîndu-le situației corespunzătoare.

Modele în care se introduc elemente reale. In anumite modele se poate întrebuința chiar ele-

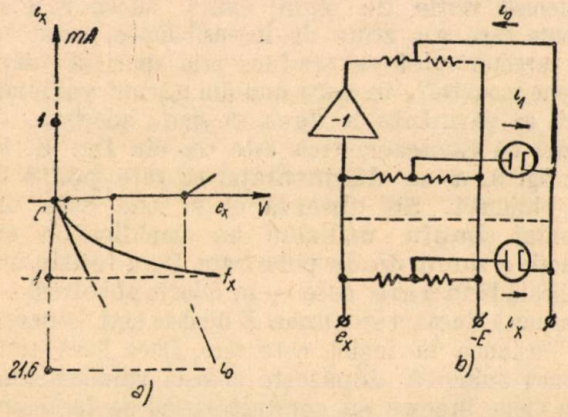


Fig. 7. Caracteristică tensiune — curent neliniară (*a*) și montajul cu care se obține (*b*).

mente reale. In modul acesta ele apar cu proprietățile caracteristice. Dacă semnalele atît de la sînt electrice, este necesar a se prevede traductori convenabili la intrare și ieșire.

Astfel de exemplu studiul unui avion dotat cu un pilot automat se poate face înlocuind avionul cu un model care să țină seamă de caracteristicile dinamice ale avionului, dar lăsînd pilotul automat ca atare, și intercalîndu-l în model în locul corespunzător.

2. Utilizarea calculatorilor digitali în automate [5], [6]. Calculatorii digitali cunosc astăzi o utilizare tot mai largă în automatizări. Ei se utilizează uneori asociați calculatorilor analogici, alte ori singuri. In special în marile instalații automatizate, unde sînt multe date de manipulat, calculatorii digitali se utilizează fie pentru determinarea soluției optime de adoptat, fie pentru efectuarea corectă a anumitor operații automate. Astfel ei își găsesc astăzi o largă utilizare în prelucrarea metalelor și în general la așa numitele mașini electronice de comandă.

Inainte controlarea proceselor se făcea utilizîndu-se un traductor analogic, care da un semnal de ieșire măsurabil, sau înregistrabil. Măsurarea mărimilor controlate se făcea de

obicei cu următoarea schemă : traductor analogic — înregistrare analogică — conversiune analogic — digital cu ajutorul omului. Procesul

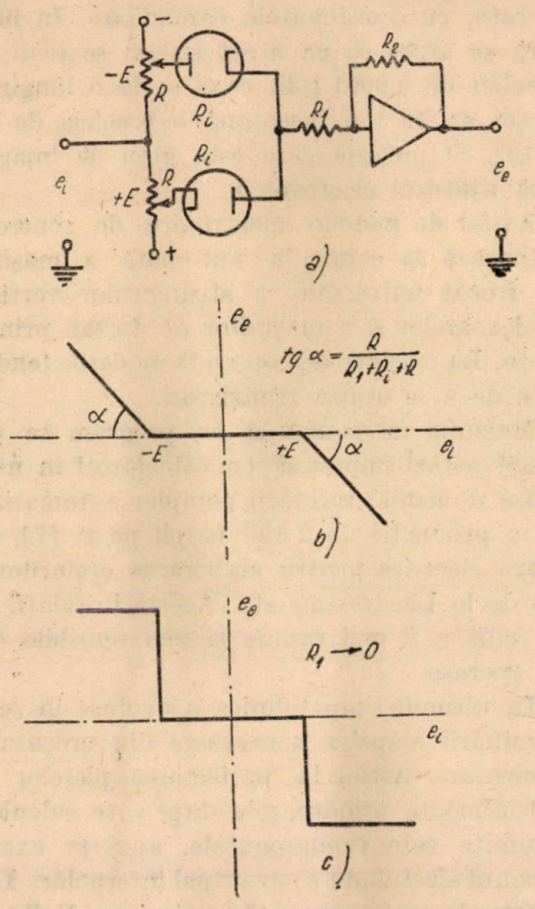


Fig. 8. Montaj care permite obținerea unor caracteristici liniare cu zonă de insensibilitate (*a*) și caracteristicile obținute (*b*) și (*c*).

era lent, în special, deoarece conversiunea făcîndu-se de către om se făcea la o viteză mică. Un progres în această direcție s-a făcut trecîndu-se la o conversiune semi automată, de exemplu cu sistemele Benson-Lehner.

Dorind a se merge la ritmuri din ce în ce mai rapide, s-a trecut apoi la schema : traductor analogic — convertor analog — digital automat — înregistrare digitală. In fine astăzi se utilizează schema traductor digital — înregistrare digitală. In modul acesta se asigură o viteză operațională maximă.

Datele numerice obținute astfel direct din procesul controlat sînt duse la un calculator central care cu ajutorul acestor date determină în fiecare moment soluția optimă ce trebuie adoptată pentru reglaj.

In general datele digitale se înregistrează magnetic sub formă de impulsuri. Uneori datele digitale se introduc în calculator sub formă de impulsuri prin intermediul unor cartele perforate.

Mașinile electronice de comandă [8], [9], [10]. Prin mașină electronică de comandă se înțelege o mașină electronică care comandă activitatea altor mașini. Pentru exemplificarea funcționării unei astfel de mașini de comandă să considerăm

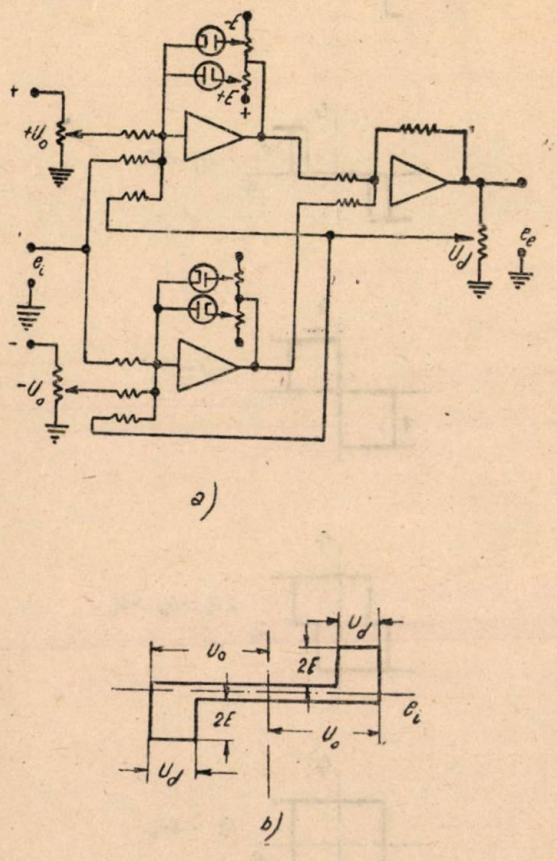


Fig. 9. Model pentru obținerea unei caracteristici de releu, și caracteristica respectivă.

cazul unei freze. Aici, se întrebuințează de mai mult timp copierea după un șablon. Un maistru execută întîi în lemn piesa respectivă, pe care apoi freza o reproduce exact. O camă a dispozitivului de comandă a frezei urmărește șablonul. Un traductor transformă deplasările camei în semnale care comandă deplasarea mesei de avans și a sculei de așchiere, bineînțeles prin intermediul unui sistem automat electronic.

Acest mod de lucru este economic atunci cînd seria în care se reproduce piesa este destul de mare. Viteza realizată nu este însă prea mare ; la fel și precizia.

Un progres important s-a realizat prin utilizarea metodelor electronice de calcul. Profilul produsului se dă prin înregistrarea codificată a diverselor cote. Inregistrarea se poate face pe bandă perforată sau pe bandă magnetică. Dacă

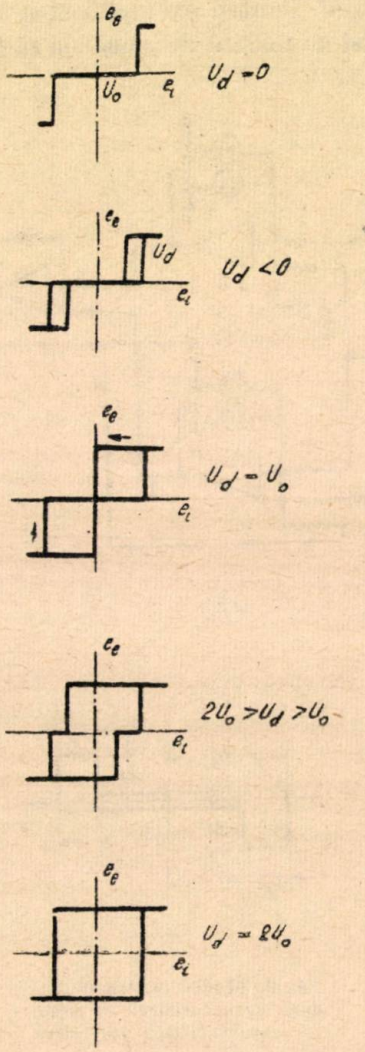


Fig. 10 Diverse caracteristici ce pot fi obținute cu montajul din fig. 9, a.

produsul de prelucrat are forme neregulate, atunci fiecare profil se înregistrează pe o bandă separată. Astăzi există instalații care transformă direct desenul piesei de executat în semnalele care după codare se înregistrează pe banda de comandă. Aceste calcule se pot face cu o viteză suficient de mică, deoarece se fac înafara mașinii unealtă.

Introducîndu-se comenzile în mașină unealtă, alți calculatori preiau datele înregistrate și calculează periodic coordonatele punctelor de pe suprafața piesei de prelucrat.

Precizia obținută în modul acesta este mare, deoarece alți calculatori electronici compară în permanență coordonatele reale ale piesei prelucrate, cu coordonatele comandate. In literatură se arată că cu acest sistem se realizează precizii de 0,0001 țoli, ceea ce la o lungime a piesei de 50 țoli înseamnă o precizia de 1 la $5 \cdot 10^5$. O precizie care este greu de imaginat fără ajutorul electronicii.

Astfel de metode electronice de control se utilizează la comanda automată a mașinilor de frezat universale, a strungurilor verticale, a alezoarelor și a mașinilor de frezat prin copiere. La mașinile de comandă moderne tendința este de a se utiliza tranzistori.

Mașinile de comandă cu program se utilizează astăzi împreună cu calculatori în numeroase domenii : rafinării complet automatizate, cu o producție de 2 400 bareli pe zi [7], cuptoare electrice pentru elaborarea oțelurilor (ca cel de la Electrostal) etc. Aceste instalații s-au dovedit a fi mai rapide și mai sensibile decît se sperase.

In ultimul timp tehnica a evoluat în sensul eliminării etapelor nenecesare din procesul de proiectare. Astfel la proiectarea pieselor sînt actualmente următoarele etape : se calculează anumite cote fundamentale, apoi se execută desenul efectuîndu-se eventual interpolări. După aceste desene se execută apoi piesa. Noile procedee prevăd eliminarea completă a desenelor. In mașină se introduc cotele fundamentale ; mașina face singură interpolările și dă comenzile respective mașinii unealtă. Se evită astfel atît

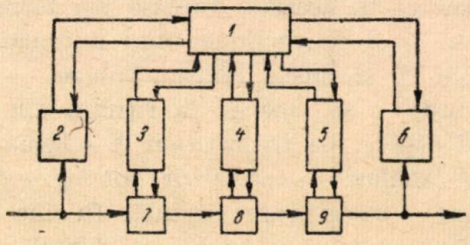


Fig. 11 Schema bloc a unei uzine complet automatizate :
1-calculator central ; 2-analiza materiei prime ; 3,4,5-regulatori ; 6-analiza produsului final ; 7,8,9-etape tehnologice.

etapa interpolare cît și etapa desenării, citirii desenului și transformării desenului în semnale codate. In plus, mașinile unelte merg astfel cu viteza lor maximă, care poate fi de 2—3 ori mai mare decît viteza realizată de un muncitor care lucrează cu metodele clasice.

3. Calculatorii electronici şi problema fabricilor complet automatizate. Problema fabricilor complet automatizate se agită de mai mult timp. Electronica arată că astăzi acest lucru este posibil. Schema foarte principială a unei astfel de uzine se prezintă ca în fig. 11. Diversele procese sînt în permanenţă urmărite şi reglate electronic. De asemenea produsul final care este în fond scopul producţiei. In permanenţă un calculator central decide dacă modificările intervenite în produsul final, necesită sau nu intervenţia în procesul tehnologic. In caz afirmativ determină soluţia optimă.

4. Concluzii. Automatizarea cu ajutorul calculatorilor electronici duce la creşterea considerabilă a producţiei şi a reducerii preţului de cost.

Actualmente, există certitudinea că electronica — în speţă automatica şi calculatorii electronici — poate asigura chiar funcţionarea fabricilor complet automatizate.

Din această expunere sumară reiese rolul foarte important pe care îl au calculatorii electronici în stadiul actual al automaticii.

Bibliografie

[1] *Fickeisen F. C.* şi *Stout T. M.*: Analogue Methods of Optimum Servomechanism Design, Application and Industrie, Tr. A.I.E.E. nr. 3/1952.

[2] *Medkeff R. J.* şi *Matthews M.*: Solving process-control-problems by Analog Computer, Instruments and Automation nr. 27/1954.

[3] *Kogan B. Ia.*: O modelirovanii sistem avtomaticescovo regulirovaniia pri nalicii tipicinîh nelineinîh haracteristic, Avtomatica i Telemehanica XVI, nr. 2/1955.

[4] *Talanţev A. D.*: Proectirovanie diodnîh funcţionalnîh preobrazovatelei, Avtomatica i Telemehanica, XII, nr. 2/1956.

[5] *Weiss M. D.*: Automation via Digital Conversion, Instruments and Automation 27, nr. 6/1954.

[6] *Williams F. K.* şi *Klein M. L.*: Survey of Integrated Data — Conversion Survey, Instrument and Automation, 27, nr. 9/1954.

[7] *Stewart L.*: First Electronically Controlled Refinery, Instruments and Automation 27, nr. 12/1954.

[8] *Bibbero R. J.*: Automation – A Survey, Electrical Engineering 74, nr. 9/1955.

[9] *Cunningham F. W.*: Controlling Machine Tools Automatically, Mechanical Engineering, 76, nr, 6/1954.

[10] *Simkin M. M.*: Primeniene elementov ţifrovoi vicislitelnoi tehniki v sistemele avtomaticescovo upravleniia i regulirovaniia. Avtomatica i Telemehanica, XVII, nr. 2/1956.

* * *

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СЧЕТЧИКОВ В АВТОМАТИКЕ

Резюме

Излагаются, в принципе, способы использования электронных счетчиков в автоматике. Рассматриваются также вопросы счетных машин и машин для модулирования.

* * *

DIE VERWENDUNG ELEKTRONISCHER RECHENMASCHINEN IN DER AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

Es werden im Prinzip die Verwendungsmoglichkeiten elektronischer Rechenmaschinen in der Automatisierungstehnik behandelt. Anschliessend werden die Probleme der Rechenmaschinen mit Klaviatur und analoger Rechenmaschinnen erläutert.

Problemele dezvoltării serviciului telefonic automat

Ing. I. PAPADACHE

621.395.34.

După ce într-o introducere se arată programul privitor la dezvoltarea liniilor telefonice în viitoarele două decade, se trece la propuneri privind alegerea tipului de centrală automată pentru serviciul telefonic local. Se propune în acest scop studiul performanțelor centralelor Rotary tip 7D și 7A, cît și a centralelor Crossbar. Apoi, se expun unele probleme în legătură cu proiectarea și fabricarea în țară a centralelor telefonice automate, încheindu-se cu o serie de considerații economice.

In toate țările dezvoltarea serviciului telefonic formează o preocupare de mare interes și numeroase studii sînt publicate de către administrațiile respective sau de către specialiști asupra diferitelor aspecte tehnice și economice care trebuie avute în vedere la întocmirea planurilor respective. Ne propunem să examinăm, în cele ce urmează, cîteva din aceste aspecte generale și să facem unele sugestii cu privire la dezvoltarea acestui serviciu în țara noastră. In cadrul acestui articol ne vom referi la serviciul telefonic local, adică acela destinat a deservi aglomerațiile urbane și rurale pentru legăturile telefonice în cuprinsul aproximativ al aceleeași localități. Este astăzi general admis că un asemenea serviciu trebuie efectuat în întregime prin centrale telefonice automate.

Automatizarea serviciului interurban este de asemenea în plină dezvoltare în întreaga lume; această automatizare creează interdependența cu serviciul local și, deci, anumite condiții suplimentare de care trebuie să se țină seama în alegerea tipului de centrale automate pentru serviciul local.

Vom examina următoarele :

1. Programul pentru creșterea numărului de linii telefonice într-o perioadă de aproximativ 20 de ani (pînă în 1975).

2. Alegerea tipului de centrală automată potrivit acestei dezvoltări și conform cerințelor moderne în domeniul comutației automate.

3. Problemele legate de proiectarea și fabricarea în țară a centralelor telefonice automate.

4. Considerații economice legate de dezvoltarea serviciului telefonic.

1. Program pentru creșterea numărului de linii telefonice în următorii 20 de ani. Densitatea de linii telefonice la 100 de locuitori, la noi, este foarte mică, situîndu-ne din acest punct de vedere printre țările cu o slabă dezvoltare a serviciului telefonic. Estimațiile făcute de statisticienii din țările care au astăzi o densitate de aproximativ 5—10 linii telefonice la 100 locuitori au dus la concluzia că în următorii 20 de ani, o proporție de aproximativ 90% din familii din aceste țări, vor avea serviciu telefonic ceea ce va reprezenta 20 linii telefonice la 100 locuitori. In această categorie va intra, după toate probabilitățile Republica Cehoslovacă, unde densitatea actuală este de 5 linii la 100 de locuitori. La noi dezvoltarea actuală este de aproximativ 1%.

Din examinarea dezvoltării acestui serviciu în țările cu o bună organizație în acest domeniu și cu fabrici proprii pentru materialele necesare, se poate vedea că pe o perioadă mai lungă creșterea în linii a oscilat în jurul a 10% pe an și că, în general, densitatea serviciului telefonic s-a dublat la fiecare 10 ani. In cazul nostru pe această bază se ajunge la o dezvoltare în 1975 de aproximativ 4 linii telefonice la 100 locuitori, adică aproape de situația de astăzi din Cehoslovacia.

O asemenea dezvoltare reprezintă investiții foarte masive, deci îndeplinirea unor condiții de fabricație și de rentabilitate, pe care le vom arăta mai jos.

Pe diferitele categorii de localități, dezvoltarea presupusă pentru 1975 s-ar prezenta în felul următor :

	Populație 1975	Linii telefonice 1975	%
București	1 600 000	250 000	16
Localități urbane	4 400 000	400 000	9
Localități rurale	14 000 000	150 000	1,2
Total :	20 000 000	800 000	4

Numărul actual de linii telefonice în toată țara este de aproximativ 150 000; urmează, deci, că vor trebui să se realizeze în următorii 20 de ani, o creștere netă de 650 000 linii. Aceasta reprezintă investiții de ordinul a 6 000 milioane de lei în total, ceea ce arată importanța care trebuie acordată acestei chestiuni și din punct de vedere economic. In a doua jumătate a perioadei considerate, adică în intervalul 1965—1975 numărul de linii automate mediu de adăugat va fi de circa 40 000 anual, inclusiv o rețea corespunzătoare de cable și canalizări. Aceasta impune pe de o parte o sarcină importantă industriei pentru a produce în timp util aparatele, centralele și cablele necesare în condițiile moderne ale acestei tehnici și pe de alta o preocupare permanentă pentru formarea cadrelor de instalare și de întreținere necesare.

2. Alegerea tipului de centrală automată. Desigur că nu putem spera să alegem un tip de centrală automată care să reprezinte o soluție optimă pentru o perioadă de 20 de ani. Este adevărat că în domeniul telefoniei automate schimbări fundamentale în principiile de construire ale centralelor au avut loc la intervale mari și s-ar putea spune că între 1920—1940 noutățile introduse nu au fost de importanță principială.

In ultimul timp au apărut însă concepții noi provocate în primul rînd, de apariția dispozitivelor electronice. Centralele automate de tip clasic — electromecanice — deși foarte complexe în execuția lor se bazează pe fenomene electrice simple . Tendința modernă este ca și în domeniul comutației automate să se întrebuințeze proprietăți electrice mai subtile care formează domeniul electronicii și această tendință este în plină dezvoltare. Asistăm la o introducere a electronicii în acest domeniu atît pentru a se modifica părți din centralele telefonice de sistemele existente cît și pentru a se crea o comutație automată bazată în întregime pe elemente electronice. O bogată literatură de specialitate se referă la centrale telefonice automate complet electronice. Ele se limitează însă la capacități mici, de ordinul sutelor de linii și nu au încă o confirmare suficient de îndelungată în exploatare pentru a se putea deduce de pe acum concluzii valabile asupra lor. Este interesant să citățm părerea lui F. Scowen conducătorul grupei de specialiști care se ocupă în Anglia de studiul centralelor automate electronice: „La data actuală (octombrie 1954) centralele electronice nu pot concura cu centrale automate electromecanice. Se poate însă afirma că construirea unei centrale electronice de ori ce capacitate este posibilă și împreună cu progresul care se estimează în dezvoltarea elementelor electronice componente, se va putea realiza pas cu pas o centrală electronică cu un serviciu complet și în același timp cu avantaje economice".

Concluziile a numeroși specialiști în acest domeniu sînt aceleași și anume că nu ne putem aștepta la o introducere pe scară largă a centralelor electronice înainte de 1965. Dacă ținem seama de faptul că construirea acestor centrale presupune ca o condiție prealabilă existența unei industrii electronice foarte moderne și complete este clar că în cazul nostru nu putem axa dezvoltarea serviciului telefonic pe o asemenea centrală electronică. Alegerea noastră va trebui să fie, deci, făcută dintre sistemele electromagnetice, desigur de tipul cel mai modern.

Nu este în intenția noastră să ajungem în acest articol la alegerea definitivă a unui tip de centrală. Aceasta ar presupune descrierea amănunțită a sistemelor principale, stabilirea criteriilor de comparație și aplicarea lor, adică pînă în cele din urmă, un studiu de mari proporții. Vom face însă unele sugestii asupra felului în care trebuie abordată această importantă problemă.

Este necesar, mai întîi, să ne fixăm asupra unei caracteristici fundamentale și anume dacă trebuie să adoptăm un sistem cu comandă directă sau un sistem cu comandă indirectă. In urma cu cîțiva ani au avut loc în țară numeroase discuții asupra acestei chestiuni.

In sistemul cu comanda directă, selecția este comandată direct pe discul aparatului telefonic și progresează pe măsura efectuării diferitelor cifre; antrenarea organelor se face prin mecanisme individuale. In fig. 1 este arătată schema

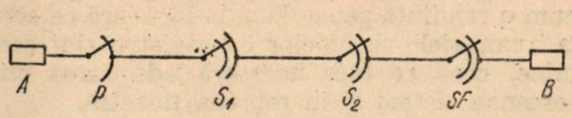


Fig. 1. Schema de legături pentru sistem de comandă directă. Drumul comenzii $A-S_1-S_2-SF-B$.

simplificată a unui asemenea sistem care întrebuințează sectoare funcționînd pe două coordonate.

Pentru stabilirea unei legături, de exemplu într-o rețea cu 4 cifre, între abonatul A și abonatul B, intră în funcțiune preselectorul P a cărui funcționare nu este legată de numerotație, apoi la transmiterea primei cifre, selectorul S_1 la cifra a doua selectorul S_2 și la transmiterea ultimilor două cifre, selectorul final SF. Trecerea de la un selector la un altul are loc în perioada rotirii manuale a discului. Selectorul final care caută abonatul B are mișcările pe ambele coordonate comandate de disc, ceea ce limitează capacitatea lui la 100 linii.

In sistemele de comandă indirecte (fig. 2) legătura se stabilește cu totul diferit. Abonatul

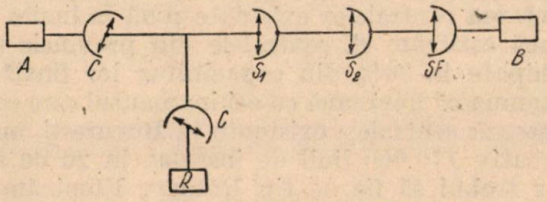


Fig. 2. Schema de legătură pentru sistem cu comandă indirectă. Drumul comenzii abonatului $A-C-C-R$ Drumul comenzii interioare $R-S_1-S_2-SF-B$.

A este conectat prin organele denumite căutătoare C care funcționează la ridicarea receptorului la un dispozitiv denumit registru R, care după transmiterea tonului înregistrează numerotația transmisă de abonat. Retransmisia comenzii în interiorul centralei se face ulterior de către registru, după ce această numerotație a abonatului a fost supusă unei serii de transformări. Comenzile de la registru pun în mișcare selectoarele S_1, S_2 și selectorul SF final. Intr-un asemenea sistem înregistrarea comenzii și executarea ei sînt operații complet distincte, dintre

care numai prima este sub controlul numerotaţiei transmise de abonat. Prezenţa registrului permite introducerea de condiţii speciale precum : schimbarea bazei de numerotaţie pe etajele de selecţie, criterii de selecţie în funcţie de numărul cerut, precum şi de liniile de legătură disponibile etc. Registrul funcţionează într-un mod analog unei maşini de calcul.

Avantajele pe care le prezintă registrul sînt foarte importante mai ales în ce priveşte serviciul interurban automat. El asigură, în general un randament mai mare al dispozitivelor din centrală şi al liniilor de legătură. Introducerea comutaţiei automate interurbane reprezintă acum o tendinţă generală şi în legătură cu aceasta avantajele sistemelor cu registru sînt categorice, ceea ce face necesară adaptarea unui asemenea sistem şi în reţeaua noastră.

La alegerea sistemului trebuie să examinăm şi situaţia actuală, adică tipul de centrale automate în serviciu.

Creşterea prevăzută de la 150 000 linii la 800 000 este atît de mare încît s-ar părea că ar prezenta puţin interes pentru criteriile de alegere sistemul existent. La o examinare mai atentă, lucrurile se prezintă diferit. In situaţia actuală reţeaua telefonică automată din ţară este deservită de centrale de tip Rotary în proporţie de 98% şi anume de tipul 7D pentru oraşele din provincie şi de tipul 7A2 pentru Bucureşti. O asemenea uniformitate a centralelor automate este un avantaj foarte important pentru exploatare. Centralele de sistem Rotary sînt din grupul centralelor cu traductor, deci satisfac condiţia examinată mai înainte.

Centralele de acest tip instalate în diferite localităţi nu sînt echipate la capacitatea lor maximă şi deci dezvoltarea serviciului telefonic va fi făcută în localităţile respective prin completarea centralelor existente pînă la limita lor. Dacă estimăm că centralele din provincie sînt echipate la 30% din capacitatea lor finală ar însemna că împreună cu echipamentul care completează centralele existente în Bucureşti, aproximativ 170 000 linii de instalat în 20 de ani, vor trebui să fie de tip Rotary. Eliminăm ca neeconomică şi nejustificată tehnic, înafară de cîteva cazuri, demontarea de echipament Rotary pentru a fi întrebuinţat la completarea de capacitate a centralelor de acelaşi tip din alte localităţi. Deci pînă în 1975 ar urma ca în total 320 000 linii să fie de tip Rotary în oraşele de provincie şi în Bucureşti.

Acest număr va fi în fapt mai mare pentru că la centralele urbane din provincie se vor conecta şi reţelele rurale respective care vor trebui să fie construite pe structura centralelor 7D pentru a nu complica în mod inutil structura reţelei.

Din cele de mai sus rezultă că la finele perioadei considerate aproximativ 40% din liniile telefonice automate vor fi de tip Rotary. Cele de mai sus sînt valabile, bineînţeles, dacă după studierea noilor tipuri 7D şi 7A din sistemul Rotary, se va ajunge la concluzia că aceste sisteme îndeplinesc condiţiile moderne cerute comutaţiei automate. In această direcţie trebuie să observăm că în cursul ultimilor ani construcţia acestor centrale a evoluat introducîndu-se în componenţa lor diferite elemente electronice şi deci studiul va trebui să se refere la ultimile modele din aceste centrale. Pe de altă parte, este important să ne informăm asupra situaţiei din ţările în care acest sistem este predominant sau în orice caz întrebuinţat pe scară largă. In această direcţie trebuie cercetată situaţia din Elveţia care are un sistem telefonic de foarte bună calitate şi întrebuinţează larg acest sistem din care fabrică actualmente şi instalează — înafară de tipul 7D — un sistem 7AZ derivat din 7A2.

In ultimii ani, sub influenţa situaţiei şi rezultatelor din S.U.A., au căpătat o apreciere deosebită sistemele de tip Crossbar. Administraţia japoneză a studiat toate sistemele de telefonie automată şi anul trecut a ales pentru dezvoltarea viitoare a reţelei telefonice japoneze sistemul Crossbar. Acest sistem este fabricat în Europa în Franţa (sistemul Pencota), în Belgia de către Bell(sistemul ME), de către Ericsson şi Philips.

Caracteristica esenţială a sistemelor Crossbar constă în aceea că înlocuieşte contactele prin frecare obişnuite în sectoarele sistemelor electromecanice prin contacte tip releu, adică contacte de presiune. In fig. 3 s-a arătat

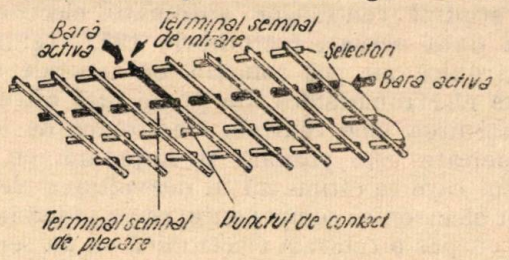


Fig. 3. Schema pentru selecţie Crossbar.

schematic principiul de bază al sistemelor Crossbar. Barele respective sînt în realitate contacte de relee sistemul avînd ca element important relee cu un mare număr de contacte.

In situaţia actuală a tehnicii pentru dezvoltarea de la noi este necesar, deci, ca studiul asupra sistemului de ales să se refere la :

1) studierea posibilităţilor centralelor Rotary tip 7D şi 7A în forma lor cea mai modernă;

2) studierea performanţelor centralelor Crossbar de diferite tipuri.

In cele din urmă va trebui să se facă o comparaţie între aceste sisteme. Se poate considera că există un acord general în privinţa punctelor care trebuie examinate pentru o asemenea comparaţie şi anume : calitatea serviciului, siguranţa serviciului, întreţinerea şi preţul de cost. In această comparaţie trebuie

să se țină seamă atît de punctul de vedere al exploatării cît și de al fabricației. O expunere de ansamblu a accestei chestiuni se poate găsi într-un foarte important articol „Tendințele moderne de dezvoltare în sistemele moderne de comutație" de Francesco Lucantonio publicat în *Poste e Telecomunicazione*, martie, 1955.

Calitatea serviciului cuprinde foarte mulți factori. In primul rînd se examinează posibilitățile sistemului pentru a asigura în mod cît mai simplu toate genurile de convorbiri și în particular serviciul automat interurban. Aceasta pentru că în următorii 10—20 ani, serviciul interurban va fi deservit de asemenea de centralele automate. In ce privește serviciul interurban trebuie examinată posibilitatea de a se realiza un serviciu cu două și patru fire, precum și obținerea ușoară a legăturilor de tranzit. Pentru că legăturile interurbane necesită investiții costisitoare este necesar să se cerceteze eficacitatea care se obține pe aceste linii cu sistemul studiat.

Serviciul telefonic, în special cel interurban, poate prezenta variații importante de scurtă durată; atît sistemul Rotary cît și sistemul Crossbar sînt sisteme cu timp de așteptare și deci pot prelua în bune condiții asemenea variații. Sistemele cu comandă directă sînt sisteme cu pierderi și deci se comportă mai puțin satisfăcător la asemenea variații. Pentru extensiunile necesitate de modificări perzistente de trafic sistemele de comutație automată se comportă diferit și această caracteristică trebuie examinată cu o deosebită atenție mai ales în cazul nostru în legătură cu o dezvoltare de proporțiile presupuse; aceasta va necesita și studii de trafic pe centralele existente pe o lungă perioadă de timp.

Tot în calitatea serviciului se consideră și timpul care intervine în stabilirea legăturilor adică de la terminarea formării numărului și pînă în momentul în care se primește semnalul de ocupat sau începe apelul. Acest timp are o influență importantă asupra eficacității sistemului și stabilirea lui necesită o examinare foarte amănunțită a fiecărui sistem. In această privință datele cele mai complete se referă la sistemul Crossbar american în care pentru stabilirea unei legături interurbane este necesar un timp, pînă la 15—20 secunde.

Siguranța serviciului se referă mai întîi la persistența în timp a caracteristicilor de fabricație a centralelor. Aceasta este asigurată de toate sistemele pentru că fabricile respective sînt în acest domeniu de o reputație universală bine stabilită. Dacă ne referim la siguranța serviciului față de perturbațiile inevitabile care provoacă deranjamente sistemele se comportă însă diferit. Acest lucru poate fi evidențiat prin diferența care există între concepția americană și cea europeană cu privire la centralele Crossbar. In concepția americană la organele comune pentru stabilirea unei legături au acces grupe mari de linii de exemplu 10 000 linii și scoaterea din serviciu a unui asemenea organ afectează întreaga centrală dar numai în proporția în care se înrăutățesc calitățile de scurgere ale traficului, după curba respectivă, atunci cînd numărul organelor comune se reduce cu unul, adică în general puțin. In sistemul european, organele comune sînt pe grupe mult mai mici de exemplu 500 linii, dar numai unul sau maximum două organe pentru fiecare grupă. Scoaterea din serviciu a unui asemenea organ comun afectează în mod considerabil capacitatea de trafic a grupei respective. In schimb sistemul european este mai ieftin pe linie de centrală decît sistemul american.

Stabilirea unei comparații între diferitele sisteme din acest punct de vedere este, după cum se vede, deosebit de delicată.

In sfîrșit, întreținerea centralei trebuie să formeze obiectul unui studiu comparativ. Dacă ne referim la indicațiile date de fabrici timpul de întreținere pentru centrala propriu-zisă (fără repartitorul principal și instalațiile anexe este de 0,6—1,0 ore anual pe linie de centrală în sistemele Crossbar, pînă la aproximativ 2 ore anual, în celelalte sisteme. Calitatea personalului de întreținere trebuie de asemenea avută în vedere, pentru că sistemele Crossbar cer o foarte ridicată calitate în comparație ca celelalte sisteme.

3. Proiectarea și fabricarea în țară a centralelor. Realizarea unei centrale automate de o concepție proprie în actuala stare a tehnicii presupune o industrie de specialitate foarte înaintată și bineînțeles o organizație de studii posedînd un mare număr de specialiști cu o lungă practică de proiectare în acest domeniu. Chiar și în aceste condiții găsirea unei soluții satisfăcătoare este dificilă și necesită aproximativ 5—10 ani pînă cînd să se poată realiza un tip care să îndeplinească numeroasele și complexele condiții din acest domeniu. Trebuie avut în vedere că prototipurile trebuie supuse unei îndelungate verificări în exploatare și cu o capacitate de 1 000—5 000 linii.

Aceste condiții nu sînt îndeplinite în situația noastră și deci programul de dezvoltare trebuie realizat cu sisteme deja experimentate. Desigur că din motive de uniformizare a serviciului pe spații mari este indicat ca același sistem să fie adaptat de organizații politice mai vaste decît o singură țară. In aceste condiții ar fi posibil să se creeze un centru de studii de mari proporții pentru a se elabora un sistem de comutație automată comun și să se întocmească proiectele necesare și să se execute prototipurile și încercările respective. Fabricarea acestor centrale necesare dezvoltării rețelei noastre trebuie făcute în țară. În această

privință nu există nici o excepție de la constatarea că rețelele care au depășit 200—300 000 linii s-au realizat pe baza unei industrii proprii de centrale, aparate și cable. In trecut s-a studiat numărul de linii de la care ar fi rentabilă fabricarea în țară a echipamentului automat și s-a ajuns la concluzia că începînd de la 15 000 linii anual este rentabilă fabricația locală pentru aproximativ 90 % din echipament, restul urmînd a fi procurat prin import. Pentru nevoile noastre viitoare care vor atinge după circa 10 ani 40 000 linii automate va fi necesară, fără nici o îndoială, fabricarea în țară a echipamentului automat.

Pentru asimilarea fabricației unei centrale automate tip 10 000 linii pe baza unei documentații complete pusă la dispoziție și care asimilare să cuprindă adaptarea proiectelor la situația locală, stabilirea tehnologiei, realizarea sculelor și dispozitivelor și încercarea prototipurilor exclusiv fabricația pieselor și lucrările de montaj, trebuie apreciat ca ordine de mărime la aproximativ 400 000 ore efective. Aceasta presupune posedarea unei documentații complete și un acces ușor la sursele acestei documentări, eventual un sprijin tehnic exterior pentru lansarea acestei fabricații.

In momentul actual este îndoielnic dacă există în țară un nucleu constituit cu forțe suficiente pentru a prelua o asemenea sarcină. Este desigur necesar ca un asemenea grup de ingineri și tehnicieni să fie format imediat pentru a se putea face față în primul rînd studiilor necesare pentru alegerea sistemului, aceasta împreună cu specialiștii în exploatare. Ulterior, acest grup va trebui să asigure partea tehnică de asimilare a documentării de fabricație și să studieze dezvoltările ulterioare ale sistemelor de comutație automată, în primul rînd din punctul de vedere al fabricației. Este necesar că această grupă să aibă chiar de la început 30—50 ingineri și tehnicieni.

4. Considerații economice în legătură cu dezvoltarea serviciului telefonic. S-a arătat, mai înainte, că pentru a se ajunge la o dezvoltare de 4 % linii față de locuitori, investițiile în rețeaua locală vor fi de ordinul a 6 000 milioane lei. O investiție de asemenea proporție trebuie să aibă o bază economică foarte sănătoasă și, deci, este necesar ca veniturile respective să fie suficiente. In felul acesta apare necesar să se studieze rentabilitatea separată a serviciului interurban și a serviciului local. In cazul nostru această studiere separată este cu atît mai importantă cu cît traficul interurban este și va fi în marea lui majoritate provocat de organizațiile obștești și este nerațional ca asupra lui să greveze și sarcini pe care în mod normal trebuie să le acopere veniturile serviciului local.

Comutația automată interurbană trebuie să asigure și taxarea automată după o metodă oarecare a convorbirilor interurbane. Metoda aleasă are însă influență asupra echipamentului automat care în astfel de cazuri este foarte intim asociat cu echipamentul automat destinat convorbirilor locale sau în zona imediat limitrofă și din această cauză este indicat ca metoda de taxare automată a convorbirilor interurbane să fie făcută în prealabil sau să se studieze o dată cu alegerea tipului de centrală automată. In orice caz, aceste metode se situează între următoarele extreme : convorbirile interurbane sînt considerate multipli ai convorbirilor locale, multipli în funcție de distanță și de timp și se acționează contorul de convorbiri local cu un număr de impulsuri egal cu acest multiplu, sau o altă metodă, pentru fiecare convorbire interurbană se întocmește o evidență specială. Dintre aceste metode prima are avantajul unor investiții mai reduse în echipament, a doua evident că furnizează o indicație exactă asupra venitului interurban și deci se face posibil un studiu economic mai precis pe diferitele direcții interurbane.

Dacă examinăm rezultatele economice publicate de diferite administrații care au înregistrat o creștere importantă a acestui serviciu (Elveția, Suedia etc.) putem trage unele concluzii generale care pot fi de folos și în cazul nostru. Aceste concluzii se referă atît la serviciul local cît și la cel interurban.

Cota de amortizare este de aproximativ 5 % din valoarea totală a investițiilor. Venitul net al exploatării (diferența între venitul brut și cheltuieli) este de aproximativ 8 % din valoarea investiției totale. Trebuie precizat că în cheltuieli se cuprind, înafară de cota de amortizare de aproximativ 5 % și toate cheltuielile de întreținere curentă și periodică. In felul acesta se obține anual din exploatare un fond de aproximativ 13 % din investiția totală și cu care se finanțează investițiile ulterioare. In cele mai multe din aceste rețele

telefonice, fondurile pentru o dezvoltare în proporţie de 10 % anual se obţin prin mijloace proprii în felul de mai sus şi se recurge la finanţări externe numai în perioadele cînd investiţiile depăşesc această proporţie.

Pentru a se asigura un asemenea rezultat tarifele asigură un venit brut de aproximativ 25 % din valoarea totală a investiţiei.

Socotim că în studiile care se fac pentru dezvoltarea serviciului telefonic la noi este necesar să se facă şi o comparaţie a veniturilor brute, amortizărilor şi veniturilor nete estimate cu indicii din alte reţele care au avut o dezvoltare continuă şi financiar echilibrată.

Concluzii

1. Ţinînd seama de importanţa serviciului telefonic local trebuie să ne propunem ca scop o dezvoltare în următorii 20 de ani, astfel încît să ajungem la o densitate de 4 linii la 100 locuitori. Această dezvoltare este tehnic şi economic posibilă numai cu echipament fabricat în ţară ceea ce este indicat pentru un ritm de producţie de circa 40 000 linii anual.

2. Alegerea tipului de centrală automată necesită un studiu amănunţit în legătură cu cerinţele de exploatare şi de fabricaţie. Părerea noastră este că un sistem Rotary tip 7D în forma lui modernă — adică cu toate perfecţionările aduse recent de fabrica de origină — va trebui adaptat pentru reţelele urbane pînă la 9 000 linii şi pentru reţelele rurale. Trebuie de asemenea examinate avantajele sistemelor Crossbar în cazul nostru şi eventual introducerea în fabricaţie a unui asemenea sistem pe baza unui brevet în primul rînd pentru reţelele mai mari.

3. Trebuie asigurat de îndată un centru puternic de studii pentru construcţia centralelor automate şi care să ia parte împreună cu specialiştii din exploatare la studiile indicate mai sus. Apreciem că acest grup trebuie să fie format în primii 2—3 ani din 30—50 de ingineri şi tehnicieni.

4. Investiţiile în acest serviciu chiar pentru a asigura dezvoltarea relativ redusă sugerată de 4 linii la 100 locuitori în 20 de ani, sînt foarte importante şi anume de ordinul a 6 000 milioane lei. Este necesar ca tarifele să fie stabilite astfel încît să asigure o bază economică acestei dezvoltări şi pentru aceasta să se ţină seama de indicii economici din reţelele care au avut o bună dezvoltare.

* * *

ВОПРОСЫ РАЗВИТИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ ТЕЛЕФОННЫХ СТАНЦИЙ

Резюме

В введении дается программа развития телефоных линий в следующих двух декадах и вносятся иредложения по выбору типа автоматической станции для местной телефонной станции. Предлагается изучение достижений в области конструкции станции Ротари типа 7Г и 7Д, а также станции Кросбар. Далее излагаются некоторые вопросы в связи с проектированием и производством в стране телефонных автоматических станций и в заключении приводятся ряд экономических выводов.

* * *

FRAGEN DER ENTWICKLUNG AUTOMATISCHER FERNSPRECHAMTER

Zusammefassung

Nachdem in der Einleitung das Entwicklungsprogramm der Fernleitungen für die nächsten zwanzig Jahre behandelt wird, werden Vorschläge hinsichtlich der Wahl automatischen Zentralen für Ortsnetze gemacht. In diesem Zwecke wird vorgeschlagen die Leistunsfähigkeiten der Rotary Zentralen Type 7 D und 7 A, wie auch der Crossbar Zentralen zu vergleichen. Es werden dann einige Probleme der Projektierung und Fabrikation von automatischen Fernsprechämtern erläutert wie auch einige ökonomische Betrachtungen angstellt.

Utilizarea energiei nucleare

BETATRON DE 20 MeV PENTRU TRATAMENTE CU RAZE X

621.384.6

Betatronul descris a fost construit pentru tratarea cu raze X a cancerului. Într-un tub de raze X obișnuit întreaga tensiune este aplicată între catodă și anodă, ceea ce devine imposibil în cazul unei energi de 20 MeV. Aparatul constă dintr-un magnet de 8 t, între ai cărui poli este o cameră toroidală cu un vid de cîțiva milimicroni de mercur. Electroni injectați în acest toroid sînt accelerați de inducția magnetică și lovind o țintă în interiorul camerei produc un plus de raze X.

Se descrie construcția magnetului, prevăzut pentru o viitoare transformare într-un sincrotron de 50 MeV și excitația magnetului ale cărui bobine sînt acordate la rezonanță cu capacități în paralel. Puterea reactivă în circuitul acordat este de 1 500 kVA iar puterea consumată pentru întreținerea oscilațiilor este de 15 kW. Această putere este debitată sub o frecvență de 150 Hz obținută printr-un transformator special cu fierul foarte saturat. Se descrie tunul de electrozi și camera de accelerare, instalația de vid și echipamentul electronic al circuitelor de modulare.

Cantitatea de raze X, măsurată în röntgen pe minut la 1 m depărtare de țintă, variază în funcție de diverși parametri pînă la 100 röntgeni/min.

Construcția este adaptată scopurilor medicale.

(Din „Proceedings of the Institution of Electrical Engineering" tom. 6, decembrie, 1955: D. Major, F. R. Perry, K. Phillips) *I.C.*

Electrotehnica teoretică

O METODĂ DE INTEGRARE A ECUAȚIILOR LUI MAXWELL

658.3 :517.9

Așa cum a arătat Heaveside, în cazul vidului, ecuațiile lui Maxwell pot fi puse sub forma :

$$\nabla \times \mathbf{Q} = \frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial T} \qquad \nabla \mathbf{Q} = 0 \qquad (1)$$

în care $\mathbf{Q} = \mathbf{H} + j\,\mathbf{E}$ $\qquad T = jct,\ j^2 = -1.$

In general $\mathbf{Q}$ este funcție de x, y, z, T. Se poate determina însă o funcție $s = s\,(x, y, z, T)$ astfel încît cîmpul $\mathbf{Q}$ să fie de forma $\mathbf{Q}\,(x, y, z, s)$, variabila T nemai apărînd explicit. In acest caz ecuațiile (1) se vor scrie :

$$(\nabla s) \times \frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial s} + \nabla \times \mathbf{Q}_{s=ct} = \frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial s}\,\frac{\partial s}{\partial T} \qquad (2)$$

$$(\nabla s)\,\frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial s} + \nabla\,\mathbf{Q}_{s=ct} = 0.$$

Ecuațiile (2) se pot integra într-un caz particular în care

$$\nabla \times \mathbf{Q}_{s=ct} = 0 \qquad \nabla\,\mathbf{Q}_{s=ct} = 0 \qquad (3)$$

In acest caz sistemul (2) corespunde unui sistem de unde transversale. Familia de unde admite ecuația

$$s\,(x,\ y,\ z,\ T) = \text{ct}$$

și fiind dată a priori o familie de suprafețe de undă, este posibil a se integra (2) ținîndu-se seama de unele teoreme vectoriale.

Se poate arăta că fiecare punct al suprafeței $s = \text{ct}$ se deplasează cu viteza c după normala la suprafață. Cîmpurile sînt egale în modul ($|\mathbf{H}| = |\mathbf{E}|$) perpendiculare între ele și tangente la suprafața de undă care trece prin punctul considerat.

Integrarea ecuațiilor se face în doi timpi : 1-se alege o familie de suprafețe $s\,(x, y, z, T)$ astfel încît $(\text{psp}n)^2\ (\text{psp}y)^2 + (\text{psp}t)^2 + (\text{psp}\,T)^2 = 0$;
2 — s fiind cunoscut, se caută cîmpul complex care satisface

$$\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial z}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2 = 0$$

$$\mathbf{Q} = \nabla\, U_{s=ct} \qquad \Delta U = 0.$$

Se determină astfel familii de unde transversale sau nu. La aplicarea acestei metode se determină undele electromagnetice emise de o porțiune de conductor rectiliniu, filiform, izolat în spațiu.

(Din „L'Onde Electrique" t. 36, nr. 347, februarie, 1956 ; R. Vallée) *E N.*

Centrale electrice

ENERGIE ELECTRICĂ DE ORIGINA EOLIANA

620.98 :621.311.24

Istoricul utilizării puterii vîntului este schițat, pe scurt, pentru a servi ca bază la actuala reînviere a interesului față de acest subiect. Caracteristicile vîntului ca sursă de putere sînt discutate împreună cu posibilitățile lui de a produce energie electrică.

Se trec în revistă diferitele tipuri de mori de vînt și centrele electrice eoliene, insistîndu-se asupra caracteristicilor principale ale proiectelor celor mai recente.

Sînt descrise cercetările și perfecționările întreprinse în Marea Britanie, cu o dare de seamă asupra progreselor din ultimii 6 ani.

Articolul se încheie cu considerații economice asupra energiei electrice de origină eoliană, la trei scări de utilizare : scară mică (1—2 kW), mijlocie (10—100 kW) și mare (sute de kW), în comparație cu alte sisteme de generare a energiei electrice.

(Din „The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers", part. A, decembrie, 1955, E. W. Golding). *I. L*

Rețele electrice

O NOUĂ TEHNICA PENTRU ELIMINAREA DEFECTELOR FUGITIVE CARE AFECTEAZĂ REȚELELE DE TRANSPORT ȘI DISTRIBUTIE ELECTRICA

621.315.051 :621.316.1

Statisticile arată că disjunctorii și accesoriile acestora, montați în instalațiile de înaltă tensiune reprezintă 20—30 % din valoarea totală a rețelei inclusiv liniile, transformatorii etc. Dacă se ține seamă că disjunctorii respectivi lucrează în medie circa 1—2 minute pe an, de multe ori cu puteri mult inferioare celor nominale, este evident că costul acestei părți a instalațiilor este exagerat în raport cu restul aparatajului și materialului care lucrează în regim permanent. Pentru acest motiv, proiectanții și constructorii au fost preocupați de găsirea unor soluții care să asigure siguranța exploatării cu un număr cît mai redus de disjunctori în rețea.

Reducerea numărului de disjunctori se poate obține prin alegerea unor scheme în care un disjunctor să poată controla mai multe linii care ies sau nu din aceeași stație. Se arată că astfel de scheme sînt destul de ușor de realizat în practică,

folosind separatori cu acţionare rapidă, astfel încît într-o staţie cu bare duble este suficient un singur disjunctor care să asigure protecţia şi manevrele.

In continuare, se arată că eliminarea defectelor fugitive monofazate se poate face prin şuntarea convenabilă a arcurilor electrice, în loc de a întrerupe pur si simplu circuitul. Această tehnică nouă permite folosirea disjunctorului unic pentru fiecare sistem de bare sau tronson de sistem de bare.

Se analizează apoi diferitele procedee uzuale de eliminare a defectelor, precum şi avantajele şi dezavantajele acestora, după care se explică trei scheme bazate pe ideea şuntării defectului.

In prima schemă se folosesc disjunctorii serie cu putere de rupere redusă, pentru fiecare linie, precum şi un întrerupător şunt cu mare putere de rupere. In a doua schemă se prevede un singur disjunctor şunt cu mare putere de rupere şi separatori, iar schema a treia reprezintă o combinaţie de disjunctor unic serie pentru eliminarea defectelor permanente şi disjunctor unic şunt pentru eliminarea defectelor fugitive Ultimele scheme folosesc bare duble.

Eliminarea defectelor fugitive prin metoda disjunctorului şunt pune două probleme principale : stingerea arcului şi desionizarea traseului urmat de arc. Ambele probleme sînt analizate de autori în diferitele variante care se ivesc în practică.

In ultima parte a articolului sînt expuse încercările efectuate pentru aplicarea procedeului la reţelele de transport de înaltă tensiune (225 kV şi 380 kV) şi la reţelele de distribuţie de tensiune mijlocie (15 kV).

Din încercările făcute pentru determinarea timpului de desionizare — expuse pe larg şi bogat ilustrate cu oscilograme şi fotografii — rezultă că acesta este de circa 0,20 s pentru reţelele de 225 kV şi 0,25 s pentru cele de 380 kV. De asemenea sînt expuse şi analizate amănunţit rezultatele diferitelor încercări efectuate pe linii de 252 kV, precum şi în reţelele de 16 kV.

Din aceste rezultate ca şi din întreg articolul, se pot trage o serie de concluzii interesante în legătură cu proiectarea şi exploatarea reţelelor de înaltă tensiune.

(Din Bulletin de la Soc. Française des Eléctriciens nr.. 64/1956. L. Cabanes, Ch. Dietsch şi B. Gaillet) *N.K.*

Maşini electrice

EFECTELE CURENTILOR DE SECVENŢĂ INVERSA ASUPRA ROTORULUI TURBOALTERNATORILOR

621.313.322—81.044.3 :538.552.9

În timpul scurtcircuitelor neechilibrate prin rotorul unui alternator trec curenţi induşi anormali care provoacă încălzirea inadmisibilă a rotorului.

Fenomenul se datoreşte faptului că în timpul scurtcircuitului, ia naştere în maşină un cîmp rotitor opus mişcării rotorului, care induce în rotor curenţi de secvenţă inversă care au o frecvenţă de două ori mai mare decît frecvenţa fundamentalei.

Din cauza frecvenţei ridicate curenţii induşi sînt concentraţi la periferia rotorului în circuitele cu reactanţe scăzute şi rezistenţe înalte cum sînt penele şi inelele de fixare ale bobinajului.

Autorul exprimînd valoarea instantanee a curentului de secvenţă inversă i_2, cu ajutorul curentului echivalent de secvenţă inversă

$$I_2 = \sqrt{\frac{\int_0^t i_2^2 \, dt}{t}}$$

iar pe I_2 în valori relative faţă de curentul nominal determină produsul I^2t în diferite ipoteze pentru scurtcircuitul bifazat (curenţii de secvenţă inversă în cazul scurtcircuitului între două faze şi pămînt sau între o fază şi pămînt sînt mai puţin intenşi) şi anume : în gol sau în plină sarcină, cu sau fără regulator de tensiune, cu maşina funcţionînd izolat sau conectată la bare infinite. O diagramă arată efectul termic care este proporţional cu produsul $I^2 t$ în ipotezele menţionate. Pentru a determina efectul termic la care sînt supuse diversele materiale constitutive ale rotorului, autorul indică o metodă de calcul şi una experimentală.

Pentru obţinerea datelor experimentale este posibil să se facă încercări cu rotorul blocat sau cu el în rotaţie. În cazul cînd se adoptă prima soluţie se aplică la bornele generatorului o tensiune anumită şi se face să circule în stator curenţi de o anumită frecvenţă şi de o intensitate variind de la 1 la 4 ori valoarea nominală. În cazul al doilea, cu rotorul în mişcare, trebuie să se realizeze un scurtcircuit artificial iar temperaturile vor fi determinate prin ajutorul semnelor efectuate pe suprafaţa rotorului cu substanţe termoindicatoare.

Probele se efectuează avînd posibilitatea de a varia excitaţia astfel încît să avem curentul dorit în timpul încercărilor. În continuare autorul dă o tabelă care indică limita superioară pînă la care poate ajunge curentul de secvenţă inversă — în valori relative — pentru diverse tipuri de maşini sincrone astfel ca temperatura să nu depăşească în 30 de secunde limitele admisibile. La sfîrşit este indicat sistemul de protecţie adecvat.

(Din „L'elettrotecnica", tom. XLII, nr. 2,1955 ; G. Brossa) *D. P.*

ANALIZA ÎNCERCĂRII BOBINAJELOR STATORILOR MARI LA ÎNALTĂ TENSIUNE, ÎN CURENT CONTINUU

621.317.333 :621.313.1.045

Metoda încercării izolaţiei maşinilor electrice la o supratensiune în curent alternativ este universal adoptată. Recent s-a pus problema încercării la o tensiune înaltă în curent continuu pentru a stabili calitatea izolaţiei fără a o distruge. Metoda constă în a ridica curba curentului de scurgere în funcţie de tensiunea aplicată şi din forma acesteia se poate predetermina valoarea tensiunii de străpungere.

Încercările de laborator efectuate asupra unui şir de probe din foi izolante, printre care unele avînd defecte artificial provocate, arată că singurele străpungeri ce pot fi predeterminate prin această metodă sînt acelea datorite unor defecte la suprafaţa probei. Încercările efectuate asupra unor înfăşurări complete de stator de înaltă tensiune şi asupra unor bobine izolate au dus la aceleaşi concluzii. Nu se pot face aprecieri asupra calităţii izolaţiei crestăturii deoarece creşterea accentuată a curentului, care prevesteşte străpungerea, are loc din cauza curenţilor de scurgere la capetele de bobină. Măsurătorile sînt puternic influenţate de acest fenomen.

Sînt reproduse diagramele încercărilor efectuate.

În concluzie, se consideră că metoda încercării cu curent continuu de înaltă tensiune este necorespunzătoare pentru a indica pe cale nedestructivă calitatea izolaţiei maşinilor electrice de înaltă tensiune.

(Din „Proceedings of the Institution of Electrical Engineering". part. A., nr. 5, octombrie, 1955 ; R. T. Rushall şi I. S. Simons) *I. C.*

ARDEREA IZOLAŢIEI INFASURĂRII UNUI TURBOGENERATOR SUB ACŢIUNEA CURENŢILOR CAPACITIVI

621.313.322-81.048 :614.3.014.3

În articol se descrie o grea avarie a unui turbogenerator de 100 000 kW, 15, 75 kV, 1 500 rot/min, avarie ce a fost urmată de incendiu în generator şi de distrugerea parţială a înfăşurării statorului.

În urma analizei datelor s-a văzut că avaria s-a produs ca o urmare a descărcărilor Corona, care cu timpul s-au transformat în descărcări prin arc din cauza unei insuficiente izolaţii de protecţie împotriva descărcărilor Corona. Descărcarea prin arc a acţionat chimic, mecanic şi termic asupra izolaţiei şi au distrus-o.

Metoda recomandată pentru reducerea curenţilor capacitivi constă în acoperirea părţilor frontale ale înfăşurării cu lacuri semiconductoare, ce duc la o micşorare a rezistenţei de suprafaţă de la capătul conductorului spre şanţuri. În acest fel se schimbă drumul curenţilor capacitivi spre oţelul

activ al statorului, fapt ce reduce mult probabilitatea de apariţie a efectului Corona.

(Din „Electriceskie stanţii", nr. 9, 1955 ; A. M. Marinov)
D.M.

CITEVA CARACTERISTICI ELECTRICE ŞI TERMICE ALE AMESTECURILOR DE HELIU ŞI HEXAFLORURĂ DE SULF

621.313-712 :621.315.618.9

Deşi hidrogenul este foarte utilizat pentru răcirea maşinilor electrice, prezintă totuşi cîteva dezavantaje : rigiditatea sa dielectrică este circa 65 % din aceea a aerului ; pericol de explozie ; pătrunde prin pereţi metalici mai mult decît alte gaze.

Heliul are aproape aceleaşi bune proprietăţi termice ca ale hidrogenului însă posedă o rigiditate dielectrică foarte joasă.

S-a constatat că prezenţa de mici cantităţi de gaz electronegativ tinde să mărească tensiunea de descărcare disruptivă. S-au găsit astfel amestecuri gazoase care să aibă proprietăţi termice şi dielectrice. Autorul descrie experienţele şi studiile privind amestecurile de heliu cu hexaflorură de sulf. Sub un clopot de sticlă de 20 cm s-au executat măsurători de natură termică şi electrică. Pentru rigiditatea dielectrică s-a experimentat cu electrozi sferici de oţel inoxidabil de 25 mm diametru şi cu o frecvenţă de 60 per/s.

Trebuie remarcat efectul perturbator al hexaflorurei de sulf asupra experienţelor chiar dacă clopotul sub care s-au făcut experinţele a fost spălat în repetate rînduri cu heliu. Autorul arată într-o diagramă rezultatele măsurătorilor tensiunilor de descărcare în funcţie de distanţe dintre electrozi, pentru diverse proporţii în amestecul heliu şi hexaflorură de sulf. Diagrama scoate în evidenţă efectele însemnate produse de mici procente de hexaflorură de sulf. Sînt descrise experienţe privind dispersia căldurii unei înfăşurări în funcţie de diverse gaze. Dispersia căldurii pentru amestecurile heliu şi hexaflorură de sulf este totdeauna mai mare decît în aer şi niciodată nu este mai mică de 80 % faţă de aceea a hidrogenului. Cînd procentajul de hexaflorură de sulf întrece circa 30 % dispersia devine mai mare chiar decît a hidrogenului. Acest amestec are însă avantajul de a fi inert şi de a nu prezenta pericolul de explozie.

(Din „Electrical Engineering", tom 74, nr. 6, 1955 ; J. D. Cobine)
D. P.

Transformatori electrici

MACHETELE, AUXILIARI IN CALCULUL TRANSFORMATORILOR

621.314.222,001.57

Dimensiunile, greutatea şi preţul transformatorilor de forţă depind în mare măsură de izolaţia lor internă, care, costisitoare şi ancombrantă în sine, stînjeneşte răcirea şi contribuie la mărirea reactanţelor.

In consecinţă este foarte important punerea la punct judicioasă şi precisă a izolaţiei, astfel încît să asigure securitatea în serviciu şi să se realizeze maximum de economie. Pentru aceasta trebuie să se cunoască exact şi detaliat toate supratensiunile care se ivesc în timpul serviciului în diverse puncte. Determinarea lor prin calcul este laborioasă şi se complică foarte mult în cazul fenomenelor de impuls astfel încît — prin ipotezele simplificatoare ce trebuie introduse — devine relativ nesigură.

Soluţionarea problemei poate fi mult uşurată prin folosirea machetelor care reproduc — la o anumită scară — toate caracteristicile importante ale transformatorilor. Aplicîndu-se acestora o tensiune redusă se pot analiza, prin măsurători adecvate, tensiunile care apar în diferite puncte ale înfăşurărilor.

Pornindu-se de la ecuaţiile lui Maxwell asupra mediilor conductoare şi dielectrice, se ajunge să se stabilească două ecuaţii de similitudine, constituind două condiţii necesare şi suficiente pentru ca un anumit mediu să devină macheta unui alt mediu. Aceste condiţii generale sînt în special valabile pentru machetele transformatorilor.

Analizîndu-se ecuaţiile obţinute se ajunge la concluzia că se poate realiza o machetă geometrică de transformator. Fenomenele care au loc în aceasta, sînt mai amortizate decît în original, însă eroarea ce se introduce este mică şi uşor calculabilă. Pentru asigurarea unei bune similitudini geometrice se alege în general pentru machetă un număr egal de spire cu originalul, rezultînd astfel o scară a timpului egală cu a lungimilor.

Cum pentru economie scara lungimilor se alege între 1/4 şi 1/10, rezultă că este necesar să se observe intervale de timp de ordinul a 0,1 microsecunde pentru a observa ce se întîmplă într-o microsecundă în original. Aceasta constituie principalul inconvenient al machetelor geometrice.

Scara de timp însă poate fi adusă la unitate sau chiar la o valoare superioară prin adăugarea de capacităţi la macheta geometrică. In acest fel se obţine macheta electromagnetică. Aceasta se compune dintr-o reducere la scară a transformatorului original şi dintr-o reţea de condensatori care reprezintă capacităţile înfăşurărilor. Capacităţile proprii ale machetei fiind neglijabile, aceasta nu are decît rolul de a reprezenta diversele inductanţe şi cuplaje magnetice ale înfăşurărilor, căpătîndu-se astfel anumite libertăţi în privinţa bobinajului şi a conductorilor.

Trebuie menţionat că realizarea unei machete electromagnetice necesită determinarea exactă a tuturor capacităţilor înfăşurărilor. Capacităţile dintre înfăşurări sau între acestea şi masă sînt relativ uşor de calculat, însă capacităţile longitudinale — între diferitele părţi ale aceleaşi înfăşurări — sînt mai greu de determinat cu exactitate. Totuşi se poate pune la punct o metodă empirică de calcul a acestora, pornindu-se de la un anumit număr de măsurători efectuate asupra transformatorilor.

Măsurătorile se efectuează cu oscilograful catodic şi cu un generator de impuls cu repetiţie.

Machetele electromagnetice sînt, în general, folosite pentru determinarea solicitării înfăşurărilor transformatorilor supuşi la impuls. Nu este necesar însă ca să se construiască machete pentru fiecare transformator, deoarece este uşor să se calculeze solicitările la care este supusă o înfăşurare în timpul unui impuls dacă acestea au fost determinate anterior pentru o altă înfăşurare cu caracteristici similare.

Machetele electromagnetice putînd fi modificate cu uşurinţă în timpul încercărilor, se pretează foarte bine la căutarea soluţiilor optime la problemele de repartiţii a tensiunilor de impuls.

Studiul comportării în ansamblu al transformatorilor în reţea conduce la machete de acelaşi gen însă mai simple deoarece nu este necesar să se prevădă o reţea capacitivă prea amănunţită.

Machetele geometrice sînt preferate însă în studiul ecranelor electrostatice şi a aranjamentelor speciale ale bobinajelor destinate să creeze în înfăşurări o mai bună repartiţie capacitivă a undelor cu front abrupt.

In concluzie se poate spune că machetele transformatorilor cu toate problemele ridicate de construcţia lor reprezintă un instrument ideal în mîna constructorilor. Ele aduc un răspuns elegant în problema determinării corecte a izolaţiei maşinilor şi permit căutarea soluţiilor optime ţinînd seamă de toate elementele introduse atît de transformatorii înşăşi cît şi de reţelele la care aceştia sînt legaţi. Precizia machetelor a fost verificată prin comparaţiile care s-au făcut cu originalele şi ea este de natură să încurajeze dezvoltarea metodei şi extinderea ei şi asupra altor domenii ale electrotehnicii.

(Din „Bull. Sécheron" nr. 25/1956 J. Froidevaux)
N.K.

CONSTRUCŢIA TRANSFORMATORILOR MARI

621.314.222—181.2

Tehnica transformatorilor evoluează datorită cunoştinţelor tot mai aprofundate ale materialelor folosite precum şi studiilor asupra comportării înfăşurărilor. Progrese se fac actualmente, în special, în căutarea de materiale magnetice dotate cu o permeabilitate mai mare şi pierderi mai mici, în studiul noilor izolanţi şi într-o construcţie mai bine adaptată cerinţelor serviciului.

Circuitul magnetic este constituit din tole de 0,35 mm grosime cu un factor de pierderi de 0,8—1 W/kg pentru cele normale şi 0,6 W/kg pentru cele cu permeabilitate mare şi cristale orientate. Acestea din urmă se izolează prin tratamente de suprafaţă capabile să suporte tratamente termice.

Unele pachete de tole se pun la pămînt prin rezistenţe eliminîndu-se astfel pericolele datorite sarcinilor statice provenind din înfăşurări vecine şi evitînd favorizarea formării de scurticircuite între pachetele de tole. Se caută ca, pe cît posibil, miezurile să aibă o secţiune circulară pentru a se mări coeficientul de umplere.

Înfăşurările se execută cu conductori de cupru cu secţiune dreptunghiulară, izolaţi cu hîrtie. Cînd se determină izolaţia conductorilor, trebuie ţinut seamă nu numai de tensiunea între spire, ci în special de diferenţa de tensiune între galeţi, la pătrunderea în înfăşurare a unei unde cu frontul abrupt. Înfăşurările de joasă tensiune sînt realizate, în general, în galeţi sau în elice, cele de înaltă tensiune, de obicei în galeţi bobinaţi continuu, fără sudură. După necesităţi se pot adopta diferite tipuri de înfăşurări, de exemplu cea concentrică simplă pentru puteri pînă la 25 MW pe coloană sau cea concentrică dublă care permite reducerea greutăţii, înălţimii şi a pierderilor în gol.

Izolaţia înfăşurărilor între ele sau faţă de masă se realizează prin cilindri şi coliere de carton bachelizat. În acest fel se asigură circulaţia uleiului, se uşureaza montajul şi se simplifică răcirea galeţilor. În general se prevede un cilindru pentru o tensiune de încercare de 100—130 kV.

Consolidarea mecanică a înfăşurărilor se face prin impregnarea acestora cu lac de bachelită şi încălzirea lor în cuptoare. În cazul transformatorilor de tensiune foarte înaltă — la care conductorii sînt izolaţi cu un mare număr de straturi de hîrtie-se evită acest procedeu, deoarece există pericolul ca lacul să nu pătrundă pînă la conductor.

De obicei, pentru mai multă siguranţă se prevede şi un inel de stingere cu resorturi şi dispozitiv de blocaj contra revenirii.

Uleiul trebuie să satisfacă o serie de condiţii minime. Determinant pentru calitatea sa este indicele de aciditate. Sub influenţa căldurii şi în prezenţa aerului, uleiul se oxidează dînd naştere, pe de o parte la acizi care atacă izolaţia şi părţile metalice, iar pe de altă parte, la depozite solide care înfundă canalele de circulaţie din înfăşurări şi tuburile de răcire.

Cuva transformatorului se calculează în general pentru a rezista la vid, astfel încît atunci cînd transportul se face fără ulei este posibilă umplerea acesteia în vid. Capacul este fixat de partea activă pentru a se permite efectuarea tuturor conexiunilor înainte de introducerea în cuvă.

Bornele sînt exclusiv de tipul cu condensator şi sînt legate la conexiuni prin cabluri pentru a se permite demontarea uşoară a lor.

Transformatorii de distribuţie sînt de multe ori prevăzuţi cu *cutii* permiţînd racordarea directă a cablurilor. Această dispoziţie permite ca în cazul transformatorilor mari să se realizeze însemnate economii de spaţiu, importante în special în cazul centralelor subterane.

Releul Buchholz poate fi legat, fie la conservatorul de ulei, fie la supapa de siguranţă. Ultima soluţie elimină posibilitatea exploziilor datorită amestecului de gaze cu aer şi permite plasarea conservatorului de ulei în locul cel mai convenabil.

Răcirea se poate face prin radiatoare — citeodată răcite cu ajutorul ventilatoarelor cu elice — care uneori pot fi grupate în baterii separate. Răcirea prin circulaţie forţată în radiatoare cu aer sau apă este avantajoasă însă necesită supraveghere.

Prizele şi comutatorii care permit reglajul tensiunii, fie în sarcină, fie fără tensiune, pun o serie de probleme constructive care sînt examinate de autor.

Uscarea se face în general în trei etape, ultima urmată de umplerea cu ulei în vid.

Transportul transformatorilor se face, de preferinţă, cu cuva plină de ulei. Cînd din cauza dificultăţilor este necesar transportul fără ulei, se umple cuva cu azot, uscat, uşurîndu-se astfel operaţia de umplere cu ulei la locul montajului.

Transportul pe calea ferată este uneori dificil din cauza gabaritelor. În acest caz se preferă transportul rutier. Trebuie reţinut faptul că mijlocul de transport poate constitui, uneori, factorul determinant în alegerea soluţiei constructive. Astfel pentru puteri foarte mari se aleg uneori transformatori monofazaţi atunci cînd unul trifazat nu poate fi transportat gata montat, din cauza dimensiunilor sau greutăţii.

(Din Bull. Sécheron, nr. 25, 1956, C l. R o s i e r)

N. K.

CITEVA ASPECTE ALE INCERCĂRII LA IMPULS A TRANSFORMATORILOR

621.314.222 :621.317.333.8

Incercarea la impuls a transformatorilor este prevăzută de majoritatea normelor însă, în general, nu este obligatorie. Ea este uzuală în special la transformatorii de puteri şi tensiuni ridicate şi poate fi privită, fie ca o încercare de tip, fie ca o încercare de fabricaţie. In general, normele consideră această încercare ca una de tip.

Incercarea la impuls prezintă un interes deosebit prin faptul că reproduce destul de bine solicitările la care transformatorii sînt supuşi în serviciu datorită supratensiunilor de diferite forme. Aceste supratensiuni sînt reproduse în laborator dîndu-se forme convenţionale prescrise de norme. Ele se divid în două clase : unde pline, de forma 1/50 microsecunde şi unde cu front abrupt de ordinul de 0,3 microsecunde. In cadrul articolului se examinează numai prima clasă — singura prevăzută pentru moment de normele europene.

Tensiunea de impuls este aplicată, în principiu, unei singure borne, celelalte fiind legate la pămînt direct sau prin rezistenţe care influenţează asupra formei undei de impuls şi asupra sensibilităţii metodei.

Transformatorul se aşază cît mai aproape de generatorul de impuls, cuva sa fiind izolată de pămînt şi este legată la „pămîntul de şoc" printr-o conexiune scurtă. Măsura curentului se face cu ajutorul unor şunturi neinductive intercalate în serie în circuit, la extremitatea înfăşurării care nu este supusă la impuls. Singurul instrument de măsură admis oficial, este eclatorul de măsură (spinterometrul) însă de multe ori este util să se măsoare tensiunea şi cu ajutorul oscilografului.

Detectarea defectelor se bazează pe compararea oscilogramelor luate în timpul încercărilor cu înregistrări la o tensiune mai redusă, pentru care nu există riscul de a se produce vreun defect.

Reduse la aceeaşi amplitudine cele două înregistrări trebuie să se suprapună.

Un scurtcircuit la masă este uşor de observat, deoarece deformează puternic atît curba de curent, cît şi cea de tensiune. Mai dificil de observat este scurtcircuitul interior între spire care dă numai unele deformaţii a oscilogramei curentului. In continuare, sînt analizate cîteva exemple de oscilograme luate cu ocazia unor defecte şi se fac unele consideraţii asupra menţinerii formei undei de impuls.

In concluzie, introducerea încercărilor de impuls a condus la o ameliorare a izolaţiei transformatorilor şi la o mai bună coordonare a izolamentelor în general. Se pune problema introducerii acestora şi în domeniul maşinilor rotative.

(Din Bull. Sécheron nr. 25/1956, J. F r o i d e v a u x).

N. K.

USCAREA TRANSFORMATORILOR DE PUTERI MICI ŞI MIJLOCII CU CURENŢI HOMOPOLARI

621.314.222 :66.047

Uscarea transformatorilor cu curent homopolar în virtutea avantajelor ce le prezintă (lipsa unei înfăşurări magnetizante speciale, economia de energie electrică şi reducerea timpului de uscare) găseşte o întrebuinţare tot mai mare.

În metoda dată căldura necesară procesului de uscare se degajă în pereţii cuvei, în construcţiile verticale şi în buloanele de strîngere, în cuprul înfăşurării pe care curge curentul homopolar şi în miezul de fier.

În articol se descriu procesele ce se produc în transformator în timpul uscării adică, repartiţia pierderilor pe elementele transformatorului, a inducţiei pe materialele feromagnetice

și a căldurii pe înfășurări, pe miez, pe cuvă și pe detaliile de fixare.

Experiențele au fost făcute pe transformatorii TM 20/6 cu nervuri pe cuvă, TM—100/6 de asemenea cu nervuri, TM 100/6 cu răcire naturală prin țevi și transformatorul de tensiune NOMI—6 cu cuvă netedă.

(Din „Electriceskie stanții", nr. 10, 1955 ; A. A. Piastolov)

D.M.

DISOLUȚIA GAZELOR IN ULEI IN TIMPUL UMPLERII TRANSFORMATORULUI

621.314.2.048 :621.315.615.2

Experiența încercărilor la unde de impuls a dovedit importanța umplerii complete cu ulei a transformatorului, evitînd formarea pungilor de gaz. Studii recente au arătat că datorită acestor pungi apare efectul Corona chiar la tensiunea de serviciu, ceea ce poate fi o cauză a îmbătrînirii izolației.

Se arată că metoda cea mai indicată pentru înlăturarea gazelor din ulei este dizolvarea lor în ulei. Această metodă se aplică prin utilizarea de CO_2 în procesul de umplere. Se arată avantajele folosirii de CO_2 precum și succesiunea de operații care duce la îndepărtarea pungilor din ulei. În cazul în care condițiile locale nu permit umplerea sub vid a transformatorului cu ulei degazat în prealabil este indicată livrarea transformatorului umplut cu CO_2. Acesta fiind un foarte bun gaz protector poate fi utilizat în locul azotului.

Printr-o metodă combinată de umplere sub vid cu utilizarea de CO_2 se va putea renunța la un vid înaintat, ceea ce va duce la economii importante în construcția cuvei.

(Din „Proceedings of the Institution of Electrical Engineering", part A, nr. 6, decembrie, 1955 ; E. B. Franklin)

I. C.

Aparate electrice

SEPARATOR LA 400 kV PENTRU LINIA DE TRANSPORT KUIBISEV—MOSCOVA

621.316.545

În articol se dă construcția separatorului pentru liniile de transport sovietice cu tensiunea de lucru de 400 kV. Tipul separatorului RONZ—400, adică separator monofazat pentru instalarea în stații exterioare cu posibilitatea de punere la pămînt pe ambele părți.

Construcția separatorului este verticală avînd cîte două coloane de izolatori de sprijin la fiecare fază. Fiecare coloană de izolatori este formată din trei picioare, care la rîndul lor se compun din cîte 8 izolatori masivi ce nu au cavități interioare.

Separatorul este construit pentru un curent nominal de 2 000 A.

În articol sînt date desenele construcției, schemele și principiul de funcționare al dispozitivelor de acționare și de blocaj.

(Din „Electricestvo", nr. 1, 1956 ; I. S. Aronovici)

D.M.

INCERCAREA INTRERUPTORILOR, IN SPECIAL A CELOR CU MARE PUTERE DE RUPERE

621.316.57.064.3.001.4

Metodele de încercare ale întreruptorilor dezvoltate în cursul ultimilor 20 ani, nu mai corespund necesităților impuse de condițiile actuale ale exploatării. Încercările trebuie efectuate asupra unor circuite care să reproducă cît mai fidel condițiile reale.

Sînt expuse, pe scurt, tipurile principale de întreruptor și se analizează elementele lor caracteristice :tensiune, curent, factor de putere și componența circuitului.

Instalații pentru încercarea în condiții reale a întreruptorilor mari, de exemplu peste 750 MVA, care ar cere o stație de încercare de 275 kV, 7 500 MVA, sînt prohibitive și trebuie găsite alte metode. Se expune metoda încercării monofazate, metoda încercării bloc cu toate predeterminările de efectuat și metoda încercării sintetice. Primele două metode constituie baza încercării întreruptorilor mari. Se aduc unele completări acestor metode.

În continuare se tratează metodele de încercare ale aparatelor de conectare funcționînd în condiții normale (nu rup scurticircuite).

Se propun îmbunătățiri și completări ale standardelor de încercări existente.

(Din „Proceedings of the Institution of Electrical Engineering". tom. 6, decembrie, 1955 ; J. Christie, H. Leyburn, J. F. Bird)

I. C.

ÎNTINDEREA ZONEI DE PROTECȚIE A UNUI DESCĂRCĂTOR

621.316.93

Cunoașterea caracteristicilor unui descărcător (tensiunea de amorsare și tensiunea reziduală), caracteristici ce se determină în laboratoarele de încercare, permite să se cunoască fără greutate care este tensiunea pe care o va atinge obiectul de protejat în cazul supratensiunii, cînd acest obiect este legat direct la descărcător, fără linie intermediară. În cazul însă în care există o porțiune de linie între descărcător și obiectul de protejat, tensiunea pe care o atinge acesta nu mai este aceeași ca a descărcătorului, deoarece viteza de propagare a undelor cu front abrupt este limitată. De aceea, pentru a se asigura o bună protecție cu descărcători, este necesar să se studieze variația tensiunii și comportarea unui drum izolant, constituit, în cazul experimentărilor făcute de autor, dintr-un eclator) în diferite puncte ale unei linii situate la diverse depărtări de descărcător.

Autorul după ce face o serie de considerații asupra montajului adoptat în măsurători, trece la reprezentarea schematică a variației probabile a tensiunii eclatorului, variație ce se compară apoi cu cele ridicate cu oscilograful. Se indică apoi caracteristicile aparatajului utilizat : linia experimentală, aeriană, lungă de 1 km ; descărcătorii normali pentru tensiunea de 45 kV; eclatorul ; divizorul de tensiune capacitiv.

Rezultatele măsurătorilor se dau în articol sub forma de curbe și ca încheiere se fac o serie întreagă de considerații rezultînd din valorile obținute prin măsurători, precum și din compararea valorilor calculate cu cele măsurate.

(Din Bull. A. S.E., nr. 1, 1956 ; R. Rutz)

C. P

ANALIZA CONVERTORILOR STATICI MONOFAZAȚI-TRIFAZAȚI

621.314.25

Convertorul de fază static este un aparat care alimentează o sarcină cu putere polifazată de la o sursă de putere monofazată întrebuințînd numai elemente pasive.

În mod ideal un asemenea aparat va produce în sarcină tensiuni polifazate balansate.

În articol se analizează felul în care performanțele convertorului de fază întrebuințînd numai capacități, pot fi îmbunătățite cu ajutorul unui convertor de fază cu autotransformator.

Analiza indică și faptul că multe din limitările impuse convertorului cu capacități pot fi înlăturate cînd se întrebuințează convertorul de fază cu autotransformator.

(Din Tr. A.I.E.E. vol. 74, part. II, 1955, J. C. Hogan)

M.Bi

Aparate de măsură

REZISTENŢA LA UNDELE DE IMPULS A TRANSFORMATORILOR DE MĂSURĂ BBC DE ÎNALTĂ TENSIUNE

621.314.22.08

În articol se arată încercările experimentale efectuate de societatea Brown Boveri pentru a se studia comportarea transformatorilor de măsură de înaltă tensiune la acţiunea undelor de impuls.

Condiţiile de încercare au fost diferite în cazul transformatorilor de tensiune. În transformatorii de intensitate un rol esenţial îl joacă izolaţia spirelor faţă de pămînt; în cazul transformatorilor de tensiune se impune a se acorda o deosebită atenţie în timpul efectuării încercărilor experimentale, asupra izolaţiei între spire.

Relativ la forma undelor de impuls s-au folosit unde complete ca şi undele tăiate.

Oscilogramele de curent obţinute în cazul transformatorilor de măsură diferă de cele ce se înregistrează în cazul transformatorilor de putere. Se arată că la transformatorii de tensiune amplitudinea tensiunii se reduce foarte mult înainte ca unda să ajungă la extremitatea înfăşurării. În cazul transformatorilor de intensitate, înfăşurarea fiind de lungime redusă, unda de impuls ajunge la extremitatea înfăşurării aproape complet nemodificată. Se dau oscilogramele încercărilor la impuls pentru diferiţi transformatori de măsură. În continuare se arată care sînt caracteristicile constructive ale transformatorilor de măsură şi îmbunătăţirile aduse pentru a se da o repartiţie impusă a tensiunii, cu ajutorul condensatorilor.

S-a studiat, de asemenea, posibilitatea determinării defectelor din interiorul transformatorilor de măsură experimentali, efectuaţi cu o instalaţie de impuls. Se dau în acest scop, spre exemplificare o serie de oscilograme tip.

Paralel cu aceasta s-a studiat influenţa pe care o poate avea un număr mare de unde de impuls aplicate unui transformator de măsură.

În ultima parte a articolului se menţionează concluziile trase în urma efectuării încercărilor experimentale pe tipurile de transformatori construiţi de BBC.

(Din „Revue Brown Boveri" nr. 6/1955, Gänger B. şi Hartman H.).

G. D.

Control şi comandă

FRINA ELECTRICA PENTRU ROTATII RIDICATE

621.316.719.2 :621.185.4

Frîna electrică, frecvent utilizată, este constituită dintr-o maşină de curent continuu. Autorul expune în articol, cauzele care limitează întrebuinţarea acestei frîne electrice la viteze mari. Astfel, la un număr mare de rotaţii, este necesar un grad ridicat de echilibrare a rotorului. Metoda obişnuită de a realiza echilibrarea în două planuri în apropierea palierelor, nu este suficientă; fiecare corp montat pe axul maşinii, ar trebui să fie echilibrat dinamic, separat şi independent de restul părţilor montate pe ax.

Pe de altă parte este necesar să se realizeze o concordanţă între caracteristicile puterii în funcţie de viteză ale frînei şi motorului de încercat. Se arată grafic realizarea acestei concordanţe la o frînă cu montaj Leonard.

Autorul expune, în continuare, că la viteze foarte ridicate, maşina de curent continuu nu poate asigura — prin felul construcţiei — o funcţionare ireproşabilă. S-a recurs, deci, la maşina asincronă cu rotorul în scurtcircuit. Prin construcţia simplă şi robustă a acestui rotor, s-a putut ajunge la viteze periferice de 150 m/s, bineînţeles, luîndu-se precauţiile necesare pentru calitatea materialelor utilizate.

Se arată într-o diagramă, vitezele limite atinse de cele două tipuri de frînă. Astfel, de exemplu, în timp ce la frîna cu maşină de curent continuu s-a ajuns la circa 6 000 rot/min pentru o putere de 100 kW, la aceeaşi putere s-a putut realiza o viteză de 14 000 rot/min cu frîna cu maşină asincronă.

În continuare se descrie alcătuirea unei frîne cu motor asincron pe principiul grupului Leonard.

Ca detaliu, la maşinile cu număr de rotaţii ridicat, se fac unele consideraţii asupra tipurilor de rulment de întrebuinţat ca şi asupra ungerii lor. Referindu-se la ventilaţia acestor maşini, autorul arată că aceasta se face în direcţia axială a maşinii, cu ajutorul unui ventilator acţionat de o maşină independentă.

(Din „Deutsche Elektrotechnik", nr. 3 1956; L. Berger şi F. Donath)

M. P.

COMANDA ELECTRICA CENTRALIZATA LA MASINI UNELTE

621.316.7 :621.9

După ce arată că cea mai avantajoasă comandă a maşinilor unelte este comanda electrică, autorul enumeră factorii principali care trebuie luaţi în consideraţie la alegerea comenzii şi anume: preţul de cost, economicitatea, aptitudinea şi siguranţa în exploatare, ancombramentul şi estetica.

În continuare se descrie, cu ajutorul schemelor şi fotografiilor, principiul de funcţionare a unui monocontroler — un comutator special pentru comanda centralizată — arătîndu-se avantajele lui faţă de sistemul de comandă cu butoane.

În încheiere se scoate în evidenţă simplitatea în execuţie şi deservire precum şi posibilitatea de utilizare a acestui tip de comutator la diverse feluri de maşini.

(Din Bul. A. S. E., tom. 47, nr. 1. 1956; R. Muller)

V. I.

CONCEPTIE MODERNĂ A TABLOURILOR DE COMANDĂ ŞI CONTROL

621.314.34

Creşterea rapidă a numărului de circuite electrice aferente producţiei şi distribuţiei energiei electrice a făcut necesară o concentrare a comenzii şi controlului acestora pentru uşurinţa în exploatare. Acest lucru face necesară întrebuinţarea de dispozitive, miniaturi aparate de măsură şi semnalizare de dimensiuni reduse şi o judicioasă aşezare a acestora.

Autorii dau detalii de construcţie ale tablourilor şi pupitrelor de comandă arătînd de asemenea avantajul utilizării dispozitivelor sinoptice care sînt din ce în ce mai întrebuinţate. Dau de asemenea indicaţii asupra sistemului de cablaj necesar realizării acestor tablouri de comandă şi asupra instalării şi grupării releelor.

(Din „Revue Générale de l'Electricité", sept., 1955. (M. Bonef şi Le Goff) *E.Ţ.*

Instalaţii electrice

COMPORTAREA DIVERSELOR DISPOZITIVE ELEMENTARE DE ELECTROZI LA UNDE DE IMPULS

621.316.9331.

Comportarea la impuls a dispozitivelor elementare constituie o bază importantă pentru studiul numeroaselor elemente de construcţie utilizate în instalaţiile electrice. Se denumeşte ca dispozitiv elementar cu cîmp neomogen, un eclator „vîrf la vîrf" sau „vîrf la placă", avînd al doilea electrod legat la pămînt.

Introducerea recentă în regulile de coordonare a tensiunii de rezistenţă la impuls, în locul tensiuni de 50 % conturnare ridică o serie de probleme noi. Studiul comportării la impuls a dispozitivelor elementare — în aer şi în ulei — constituie primul pas spre rezolvarea acestor probleme.

Rezultatele numeroaselor încercări făcute cu diferite dispozitive sînt expuse amănunţit şi sînt ilustrate cu numeroase

diagrame şi fotografii. Înafara celor două dispozitive elementare amintite, au fost supuse la încercare o serie întreagă de combinaţii de electrozi de forme diferite.

În esenţă, rezultatele practice ce pot fi deduse din aceste încercări sînt următoarele :

Comportarea la impuls a elementelor de construcţie care utilizează aerul ca izolant este totdeauna practic similară cu cea a uneia din cele două dispozitive elementare „vîrf la vîrf" sau „vîrf la placă". Comportarea acestor elemente trebuind să fie asigurată pentru unde de impuls de ambele polarităţi, curba de comportare a dispozitivului care dă valorile cele mai scăzute este cea care prezintă o importanţă deosebită. Deci limita inferioară pentru orice dispoziţie constructivă care foloseşte aerul ca dielectric este determinată de dispozitivul „vîrf-placă" solicitat de o undă pozitivă.

Comportarea la impuls a elementelor de construcţie introduse în ulei se deduce cu uşurinţă din rezultatele studierii dispozitivelor elementare. Se observa că în ulei polaritatea la impuls nu joacă nici un rol dacă distanţa disruptivă cu acest lichid nu depăşeşte 50 cm.

Aerul şi uleiul supuşi la impuls se comportă în mod analog. Curbele de comportare a eclatorilor situaţi în aceste medii au aceeaşi alură în zona în care influenţa polarităţii este sensibilă. Această analogie este de asemenea confirmată de studiul experimental fotografic asupra formări unui arc în aer sau în ulei.

(Din „Bull. Sécheron, nr". 25/1956. H. S p u h e l).

N.K.

Tracţiune electrică

TIPURI NOI DE TRAMVAIE RURALE CU ECHIPAMENT ELECTRIC BROWN BOVERI

621.335.42 :625.61

Articolul descrie echipamentul electric a trei tipuri noi de tramvaie rurale ce deservesc linia Lausane-Mondou : precum şi un tramvai pe patru axe care deserveşte linia Lugano-Cadro-Dino, ce se caracterizează prin echiparea sa cu un controler direct, ce permite tracţiunea dublă cu un al doilea tramvai bimotor.

În articol sînt redate în mod sumar următoarele date : caracteristicile motoarelor, instalaţia de comandă, caracteristicile rezistenţelor de pornire şi frînare, protecţia circuitului de înaltă tensiune, descrierea circuitelor auxiliare-instalaţie de iluminat, semnalizare, încălzire, precum şi rezultatele obţinute în exploatare.

(Din „Brown Boveri Mitteilungen", tom. 43, nr. 3—4, 1956 R. G y g a x)

W L.

Redresori

FOLOSIREA GERMANIULUI IN REDRESORII DE PUTERE

621.314.63 :546.289

Cu toate că germaniul nu este o descoperire recentă, majoritatea cercetărilor asupra acestui metal s-au făcut în ultima decadă. Evident folosirea lui cu succes în multe domenii ale electronicii l-a făcut cunoscut cercurilor ştiinţifice şi tehnice. Căutîndu-se să se folosească acest metal şi în alte domenii, s-au făcut cercetări pentru folosirea germaniului în redresorii de putere.

Articolul prezintă caracteristicile redresorilor cu germaniu folosiţi în sursele de tensiune continuă schemele de conexiune electrică, metodele de reglare şi control ale tensiunii redresate precum şi aplicaţiile industriale.

Se arată că acum redresorii cu germaniu tind să înlocuiască vechii redresori cu seleniu sau cu oxid de cupru din cauza performanţelor lor superioare în ceea ce priveşte caracteristicile electrice, costul, gabaritul etc.

(Din Tr. A.I.E.E. vol. 74 part. II, 1955, R. M. C r e n s h a w)

M.Bi.

Conductori electrici

O INSTALATIE COMPLET AUTOMATA PENTRU INCERCARI DE DURATA DE VIATA A CONDUCTORILOR METALICI PENTRU INCALZIRE

621.315.551.082.52.

Conductorii metalici utilizaţi pentru încălzire sînt constituiţi, în general, dintr-o compoziţie de CrNi cu sau fără fier, sau FeCrAl. Încercarea de durată de viaţă se face, în conformitate cu normele provizorii germane, pe o spirală din fir de diametru 0,4 mm montată orizontal, supusă curentului şi scoasă din circuit, în mod regulat, la 2 minute.

În instalaţia descrisă, încercarea se face pe cinci probe din acelaşi material. Cifra duratei de viaţă este valoarea medie a numărului de anclanşări de la începutul probei pînă la deteriorarea firului. Se pot face încercări pe zece probe simultan, pentru conductori de diametru 0,2 — 0,5 mm curentul de încălzire fiind furnizat de un transformator. Printr-un motor şi relee adecvate, întreruperea şi punerea în circuit pe timpul de 2 minute, se face alternativ pentru fiecare grupă de 5 spirale. Curentul de încălzire al fiecărei spirale, este reglat printr-o rezistenţă reglabilă cu motor; acelaşi curent trece şi printr-un contor care înregistrează numărul de anclanşări. Pentru a preîntîmpina variaţiile de temperatură prin curenţi de aer, spiralele au fost plasate în spaţii închise cu parte frontală din sticlă. Controlul temperaturilor se face prin foto-elemente cu seleniu.

Curentul emis face să devieze spotul unui galvanometru, iar la variaţii mai mari de ± 5°C, spotul cade pe o celulă de sulfit de cadmiu, stabilind astfel circuitul în bobina unui releu intermediar. Prin contactori intermediari, se acţionează motorul care reglează rezistenţa în cauza.

In continuare. se descrie reglajul rezistenţelor, pentru începutul încercărilor.

Se arată comparativ, rezultatele încercărilor faţă de procedeul vechi de încercare; la acelaşi material, rezultatele au fost cuprinse în limitele erorilor permise de ± 15% ale cifrei de durată a vieţii.

În încheiere se fac unele consideraţii asupra duratei de viaţă a conductorilor din FeCrAl şi NiCrFe în funcţie de diametru şi temperatură.

(Din „Deutsche Elektrotechnik", nr. 1, 1956; D. B e n d e r)

M. P.

Materiale electrotehnice

TEHNICA MASELOR PLASTICE TURNATE IN CONSTRUCTIA REDUCTORILOR DE MASURA

621.314.22.08 :621.315.616.96

Întrebuinţarea maselor plastice ca izolant, în construcţia reductorilor de măsură, a fost preconizată cu ani în urmă dar nu a dat rezultate din cauza defecţiunilor apărute, datorită dilatărilor termice.

Ca rezultat al progresului industriei chimice s-a ajuns la mase plastice cu calităţi deosebite din punct de vedere electric şi termic, avînd totodată posibilitatea de a fi turnate la cald, dar care o dată răcite nu mai pot fi readuse la starea de curgere printr-o nouă încălzire.

Articolul prezintă încercările de lungă durată făcute pe reductori izolaţi cu masă plastică, ce au fost solicitaţi la tensiuni mărite faţă de cele nominale, fără ca prin aceasta să se observe variaţii ale factorului de pierderi.

De asemenea s-au făcut încercări cu rezultate foarte bune asupra izolatorilor de interior, înlocuindu-se ceramica cu mase plastice.

În continuare, sînt descrise construcţiile unor reductori de intensitate pentru 10, 20 şi 30 kV de interior, precum şi a reductorilor de tensiune de serie 10 — 30 kV.

Ca rezultate ale încercărilor se remarcă o mare rezistenţă mecanică la scurtcircuit a reductorilor de curent şi o rigiditate dielectrică deosebită la unde de impuls a reductorilor de tensiune.

Sînt redate oscilogramele încercărilor făcute, precum şi datele tehnice pentru fiecare încercare în parte.

În încheiere articolul face un paralelism între reductorii de construcţie normală şi cei izolaţi în masă plastică trăgînd concluzia că viitorul — pare-se — este de partea celor din urmă.

(Din „Brown Boveri Mitteilungen", tom.43, nr. 5, 1956; H. Hartman şi H. Vogel)

W. L.

Electrotehnologii

INCALZIREA PRIN INALTA FRECVENTA IN INDUSTRIA LEMNULUI

621.364.15 :674

Multe procese tehnologice din industria lemnului se rezumă la un proces tehnologic de încălzire, cum ar fi de exemplu uscarea sau încleierea cu răşini sintetice (mase plastice).

Întrebuinţarea încălzirii prin înaltă frecvenţă în procesele tehnologice de prelucrare a lemnului, prezintă numeroase avantaje care au făcut ca ea să fie introdusă pe scară largă în industriile moderne. Printre avantajele principale ce le prezintă acest sistem sînt: producerea căldurii se face numai în punctele dorite (locul de încleiere, puncte umede ce trebuie uscate), reglajul procesului de încălzire se poate face foarte comod şi pentru că procesul de încălzire se face foarte repede, dă posibilitatea unei exploatări optime a instalaţiei.

După ce articolul se ocupă cu generalităţi privind această problemă, dă indicaţii practice pentru determinarea puterii şi timpului necesar încălzirii prin înaltă frecvenţă. De asemenea sînt discutate avantajele şi dezavantajele diferitelor cleiuri şi ca un ultim aspect, partea economică în care se face comparaţia între încălzirea cu abur şi cea de înaltă frecvenţă, precum şi cea combinată cu ambele sisteme.

(Din „Brown Boveri Mitteilungen", tom. 43, nr. 5. 1956; T Hafner).

W. L.

APARAT UNIVERSAL PENTRU DETENSIONAREA PRIN RECOACERE A CUSATURILOR DE SUDURA DE FORME DIFERITE

621.791.98 :621.785.3

După o introducere explicativă a importanţei şi necesităţii recoacerii pentru construcţiile sudate cărora li se cere o solicitare mare mecanică, autorul articolului descrie principiul recoacerii cu încălzire prin inducţie, metodă ce permite ca prin mijloace simple să se obţie tratarea termică a pieselor mari şi mici, precum şi a cusăturilor de sudură de forme diferite, fără însă a necesita construcţii costisitoare de cuptoare.

În continuare, articolul tratează diferitele aspecte ale problemei ca: alegerea frecvenţei adecvate pentru diferite întrebuinţări, cîteva date constructive şi calculul numărului de spire a inductorilor.

Un număr de planşe fotografice arată aplicaţii practice de recoacere a sudurilor.

(Din „Brown Boveri Mitteilungen", tom. 43, nr. 1—2, 1956; K. Frauenfelder)

W. L.

Electronica

FOTO—TRANZISTORUL

621.383.7 :546.289

Noul dispozitiv foto-electric, constă dintr-un cristal de germaniu, asemănător tranzistorilor obişnuiţi şi avînd ca şi aceştia, avantajul unor dimensiuni foarte reduse — 7 mm diametrul şi 15 mm lungime — şi a unor tensiuni de lucru mici. Sensibilitatea sa este suficientă pentru a-i permite să acţioneze direct un releu normal, cu a cărui bobină este pus în serie, împreună cu o baterie de 12—18 V. Curentul la întuneric este de aproximativ 300 μ A iar la lumină ajunge la 5—10 m A. Frecvenţa maximă pe care o poate discerne, foto-tranzistorul atunci cînd sursa luminoasă are întreruperi este de 3 kHz.

Acest nou tip de fotocelulă şi-a găsit numeroase întrebuinţări în domeniul controlului automat ca numărători fotoelectrici, măsurători de viteze, controlul nivelului lichidelor etc.

(Din „Engineering", iulie 1956) *M.B.*

AMPLIFICATORI DE PUTERE CU TRANZISTORI

621.375.4 :621.314.7

Pînă de curînd tranzistorii erau consideraţi ca potriviţi mai ales în acele aplicaţii care necesitau puteri reduse la ieşire. În ultimii doi ani, a devenit clar că tranzistorii pot fi proiectaţi ca să furnizeze puteri audio apreciabile.

Puterea pe care o poate controla un tranzistor este limitată pînă la urmă de temperatura la joncţiuni. Puterea disipată

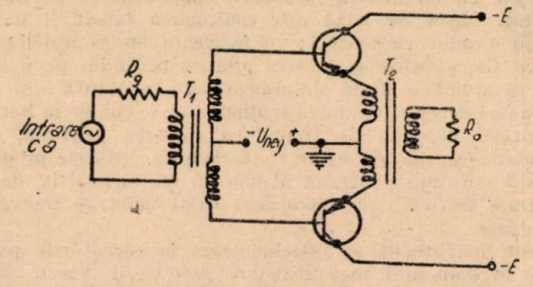


Fig. 1. Montaj în contratimp cu colectorul la masă.

în tranzistor ridică această temperatură pînă la o valoare de regim care depinde de modul de răcire. În practică, există alte limitări care pot fi mai importante ca răcirea.

Tensiunea sursei de alimentare a colectorului este în general limitată la cîteva zeci de volţi din cauza pericolului de străpungere la joncţiunea colectorului. Aceasta înseamnă că pentru a obţine puteri mari la ieşire este obligatoriu să folosim tranzistorul la nivele mari de curent. Deşi tranzistorii cu joncţiuni au în general caracteristici foarte liniare, există o abatere serioasă de la liniaritate la curenţi ridicaţi. Acest lucru este arătat de variaţia amplificării în curent α (montaj cu bază la masă), funcţie de curentul emiterului. În montajele cu emiterul la masă sau cu colectorul la masă, factorul de amplificare în curent α devine respectiv $\frac{\alpha}{1-\alpha}$ şi $\frac{1}{1-\alpha}$.

Deoarece α este apropiat de 1, variaţii ale valorii lui provoacă variaţii mari asupra amplificării. Aceste variaţii în amplificare dau naştere la o teşire a formei de undă la curenţi mari şi, deci, introduc distorsiuni de neliniaritate.

Oricare amplificator practic trebuie să suporte condiţia de semnal zero. Într-un etaj de ieşire clasă A aceasta înseamnă că la un randament maxim de 50 % puterea debitată maximă nu poate depăşi $\frac{P_{cmax}}{2}$ unde P_{cmax} este disipaţia maximă admisă a colectorului.

Într-un amplificator clasă B, pe de altă parte, disipaţia la un semnal zero este practic nulă. Deci, presupunînd un randament de numai 67 % (în practică se pot obţine valori mari ridicate, pînă aproape de 78,5 %), puterea debitată poate atinge 2 P_{cmax}. Deci, deoarece P_{cmax} este în general un factor de limitare al tranzistorilor, amplificatorul clasă B este mai important decît cel clasă A.

Articolul discută performanţele amplificatorilor în contratimp cu baza, emiterul sau colectorul la masă. Distorsiunile provocate de variaţia amplificării de curent cu curentul emiterului sînt discutate în detaliu şi amplificarea de putere a celor trei montaje este calculată.

Se găseşte că montajul cu bază la masă introduce distorsiunile cele mai mici, dar are şi amplificarea cea mai redusă, pe cînd montajul cu emiterul la masă se prezintă invers.

Se conchide că montajul cu colectorul la masă oferă un compromis bun între amplificare şi distorsiuni (fig. 1).

O altă formă de distorsiuni care poate deveni importantă provine de la variaţia rezistenţei de intrare a tranzistorului la valori scăzute ale curentului de emiter. Se arată că aceasta poate fi evitată şi că montajul cu colectorul la masă suferă cel mai puţin de pe urma acestui efect.

Se mai discută în articol, montajele preamplificatoare, montajele complementare $n-p-n-$ şi $p-n-p-$ şi însemnătatea lor şi unele circuite de ieşire în regim nesinusoidal.

(Din „The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers", part. B, noiembrie, 1955, R. A. Hilbourne şi D. D. Jones). *I.L.*

MASURATOR GRAFIC DE FRECVENTE AUDIO

621.317.761.029.3

Instrumentul descris în articol produce o tensiune continuă proporţională cu frecvenţa ce i se aplică la intrare. Aceasta se obţine cu un montaj prezentat amănunţit în articol şi discutat. Ideea de bază este controlarea tensiunii de încărcare a unor capacităţi; cu frecvenţa audio aplicată la intrare. Capacitatea se încarcă printr-o pentodă, pe a cărei grilă se aplică o undă dreptunghiulară, obţinută din tensiunea de intrare. Tensiunea continuă care se culege la bornele capacităţii depinde de timpul cît conduce pentoda, care depinde de frecvenţa tensiunii de declanşare, aplicate pe grilă. Această tensiune continuă acţionează un dispozitiv de înregistrare grafică, care va urmări astfel variaţiile frecvenţei de intrare.

Acest instrument se întrebuinţează în cercetările psihologice în domeniul mecanismului producerii vocii. Sensibilitatea acestui aparat se apropie de aceea a urechii omeneşti prin capacitatea sa de a recunoaşte micile diferenţe de frecvenţă.

(Din „Electronic Engineering", ianuarie, 1955)

M. B.

CINTĂRIRE PE CALE ELECTRONICĂ

681.267.7 :621.38

Determinarea greutăţii, pe cale electronică începe să ocupe un loc din ce în ce mai important. Articolul descrie această metodă nouă şi tratează succint cîntărirea electronică, teoretic şi practic.

Cîntărirea pe cale electronică este excepţională pentru multe ramuri ale industriei, cum sînt: industria grea şi industria constructoare de maşini, industria alimentară, întreprinderi de transporturi, mine, industria chimică, textilă de hîrtie, cauciuc, mase plastice, rafinării etc.

Comparînd instalaţiile mecanice de cîntărire cu cele electronice, trebuie lăsate la o parte cîntarele de precizie, care sînt astăzi numai de primul tip. Se constată că o dată cu creşterea greutăţii obiectului de cîntărit, cîntarele electronice devin mai ieftine, de asemenea la acestea din urmă preţul în tot domeniul de măsură este aproximativ la acelaşi nivel.

Avantajele instalaţiilor de cîntărire pe cale electronică sînt: practic nu au nici o piesă în mişcare, de aceea există mai puţin pericolul deranjamentelor în producţie; aparatura de măsură se află într-o carcasă impermeabilă pentru umiditate şi praf, prin aceasta asigurîndu-se menţinerea preciziei; pot fi folosite pentru telemăsuri, necesitînd un număr mic de cable de legătură.

Utilizarea cîntarelor electronice va creşte probabil considerabil în viitor.

(Din E. u. M., nr. 24, 1955, J. Emanuel) *S.H*

DETECTOR DE ŢINTE PENTRU INDUSTRIA INCĂLŢĂMINTEI

685.31.02 : 338.062.18 : 621.33

În confecţionarea pantofilor se întrebuinţează o serie de suporţi şi de copci de metal ce rămîn în pantofi precum şi copci temporare.

Controlul final al pantofilor asigură că copcile temporare au fost scoase şi că cele permanente sînt bine fixate şi nu pătrund nici cu cîteva miimi de cm în suprafaţa branţului.

Capul de probă al dispozitivului se introduce cu mîna în pantof; contactul cu o suprafaţă metalică fixă sau liberă face să se audă un semnal de la un buzzer din interiorul aparatului; metalul nedorit este atunci îndepărtat cu mîna.

Funcţionarea aparatului se bazează pe zgomotul audio şi ultrasonic creat prin atingerea unui metal de un circuit rezonant plasat, de exemplu, în grila unui oscilator. Contactul acesta determină o bruscă schimbare a curentului de placă; acest regim tranzitoriu conţine componente de audiofrecvenţă ce pot fi amplificate şi aplicate unui buzzer

Sistemul permite controlarea a 440 de perechi de pantofi pe zi.

(Din „Electronics", februarie, 1956). *M.B.*

Automatica şi telemecanica

FUNCŢII DE TRANSFER PENTRU SEMNALE MODULATE ÎN AMPLITUDINE

621.376.2

În problema sistemelor de reglare automată în curent. alternativ, precum şi în alte probleme de transmisii, este important să se stabilească funcţiile de transfer ale reţelelor electrice cărora li se aplică semnale modulate în amplitudine.

În acest scop, autorul articolului stabileşte o corespondenţă exactă între o reţea cu o funcţie de transfer realizabilă care acţionează asupra unui semnal modular $f_m(t)$ şi o reţea care are o acţiune identică asupra anvelopei semnalului modulat în amplitudine, $f_m(t) \sin \omega_0 t$, ω_0 fiind pulsaţia purtătoare.

Această corespondenţă este stabilită cu ajutorul unei configuraţii de două reţele în paralel, la intrarea uneia din ele aplicîndu-se semnalul cu modulaţie de amplitudine considerat, $f_m(t) \sin \omega_0 t$, iar la intrarea celeilalte, semnalul cuadratură, $f_m(t) \cos \omega_0 t$, spre a se obţine la ieşire forma corespunzătoare dorită a semnalului cu modulaţie de amplitudine.

În încheierea articolului se dă un exemplu simplu de sinteză a unei astfel de configuraţii.

(Din „Tr. A.I.E.E.", vol. 74, part. I, ianuarie, 1956, H. Hellerman)

Gh.R.I.

REGLAJUL AUTOMAT CU AMPLIFICATORI MAGNETICI IN TEHNICA CURENŢILOR TARI

621.375.3.078

În tehnica curenţilor tari s-au făcut în ultimii ani progrese importante în ceea ce priveşte aplicarea mijloacelor de reglaj automat. La sistemele cu reglaj continuu folosind amplificatori magnetici, se constată o înmulţire importantă a aplicaţiilor practice. Cu aceste sisteme se rezolvă astăzi probleme care cu puţini ani în urmă păreau a fi imposibil de rezolvat pe această cale. Se pot urmări progrese tehnice pe două căi: progrese în perfecţionarea elementelor componente, la aplicarea şi adaptarea acestora din urmă la condiţiile reglajului automat şi progrese în soluţionarea tehnică a aplicaţiilor noi.

După ce se discută comportarea amplificatorului magnetic în sistemele de reglaj automat, se arată care sînt domeniile noi şi importante pentru aplicaţii. Amplificatorul magnetic a obţinut în ultimii ani un rol conducător în sistemele de reglaj din tehnica curenţilor tari. Se dau exemple caracteristice din stadiul actual: reglajul turaţiei, a momentului, a tensiunii şi a curentului, a impedanţei, poziţiei etc.

(Din „Siemens Zeitschrift", vol 29, 1955, Tschermak şi Kafka). *S.H.*

REGLAJUL AUTOMAT DE PUTERE A ACŢIONĂRILOR ELECTRICE

621.34 : 621.316.728.078

De multe ori, într-un proces de fabricaţie, este nevoie de stabilizarea puterii, atribuind deci o turaţie mare şi un cuplu

mic şi invers. Calitatea produsului, prelucrarea îngrijită la trecerea lui prin maşina, protejarea uneltelor şi a dispozitivelor componente şi, în fine, timpul de prelucrare, depind de precizia cu care aproximăm hiperbola puterii $N = M_\alpha \cdot n = ct.$ Produsul $M_\alpha \cdot n$ trebuie menţinut constant.

Cu motoarele de curent continuu cu excitaţie paralel, reglate electronic, se poate menţine într-un mod simplu şi în limite mari o putere dată. De la un element de măsură a puterii sau de la un instrument de măsură a tensiunii şi a curentului se comandă tiratroanele prin care se alimentează indusul şi excitaţia motorului de curent continuu de la reţea.

Se descriu mai amănunţit un sistem de acţionare pentru bobinare cu forţă de tracţiune constantă pentru maşini textile şi un ferăstrău pentru piatră cu putere de tăiere constantă.

(Din „Elektronische Rundschau", 1955, B. Hoehl)

S.H.

REGLAREA GRUPURILOR WARD-LEONARD PRIN AMPLIFICATORI MAGNETICI

621.34.07 : 621.375.8

Reglarea motoarelor de curent continuu alimentată de grupuri Ward-Leonard este o necesitate pe care tehnica a rezolvat-o prin diferite metode : dispozitive rotative (excitatrice cu înfăşurări multiple, metadine, amplidine) şi dispozitive electronice.

Articolul îşi propune să prezinte un sistem în care motorul de curent continuu este alimentat de un grup Ward-Leonard controlul vitezei făcîndu-se prin indus iar amplificatorul utilizat fiind de tip magnetic.

Făcîndu-se o scurtă analogie între amplificatorii electrici şi cei magnetici se arată că amplificatorii magnetici folosesc miezuri cu inductanţă saturabilă, circuite magnetice fără întrefier avînd tole de înaltă calitate. Ceea ce a făcut posibilă creşterea apreciabilă a cîştigului sistemului a fost introducerea reacţiei.

Pentru circuite magnetice ale amplificatorilor de înaltă calitate şi de slabă putere de ieşire, aliajul curent întrebuinţat este de feronikel, (50—50) obţinut într-o atmosferă neutră în prezenţa unui cîmp magnetic.

Pentru amplificatorii de putere convine foarte bine oţel cu siliciu laminat la rece, obţinut într-o atmosferă neutră (Hipersil). Miezurile magnetice se fac sub formă de tor.

După ce se arată o schemă bloc a sistemului, se trece la stabilitatea schemei de reglare.

Oscilograma ridicată la viteză mare (oscilaţia pe una din acestea fiind de 100 Hz, datorată armonicelor pare, a tensiunii de excitaţie dată de amplificator) permite să se aprecieze diverse constante de timp, rapiditatea şi regularitatea demarajului motorului.

În regim lent variabil, adică pentru frecvenţe foarte joase, tensiunea indusă în înfăşurarea bobinată pe poli este proporţională şi practic în fază cu acceleraţia motorului. Acest caz ar corespunde maşinilor de extracţie pentru care punerea în viteză este de ordinul a 20 s.

Sistemul este prevăzut cu limitări în ce priveşte cuplul şi curentul, pentru protejarea părţii mecanice şi a celei electrice în caz de defecţiune sau manevră greşită.

Limitarea curentului se face prin introducerea în amplificator a unui semnal care are ca scop să compenseze în întregime semnalul de reglare, atunci cînd valoarea limită a curentului principal al motorului este atinsă.

În încheierea articolului este dată o schemă bloc completă şi o schemă electrică de ansamblu a întregului sistem. Sistemul de reglare cu amplificatori magnetici a fost realizat funcţionînd în instalaţii de poduri rulante, macarale, maşini de extracţie, auxiliare de laminoare etc. avînd putere de la 2 la 1 750 CP.

(Din „Electronique" nr. 110,1954, J. Alle şi G. Fortpied)

A. An.

INSTALAŢII DE TELAFISAJ, TELECOMANDA ŞI DESERVIRE CU AJUTORUL APARATELOR SINCRO

621.3.083.7+621.398 :621.3.025.3

Cu cît instalaţiile tehnice se complică, cu atît este mai necesar ca să se comande şi să se supravegheze de la un post central funcţionarea tuturor părţilor fiecărei instalaţii în parte, chiar şi a celor mai depărtate. În ceea ce priveşte mărimile electrice telemăsura lor nu prezintă în general greutăţi, însă pentru mărimile neelectrice lucrările se complică. În practică toate mărimile de măsurat se pot transforma în deplasări unghiulare. Către aceste deplasări tehnica transmisiei la distanţă şi-a îndreptat atenţia.

Procedeul transmiterii la distanţă a unghiurilor, descris în articol, are principiul cunoscut de foarte mult timp, însă numai în ultimi anii a fost perfecţionat şi întrebuinţat pe scară largă.

Acest procedeu extrem de precis şi sigur este acela al sistemului sincron cu conexiune inductivă. Elementele construite pe acest principiu se cunosc sub diferite nume : Selsyn, Autosyn, Diadex, Magslip etc.,însă numele lor generic este de sincromaşini. Ele au gabarite şi greutăţi din ce în ce mai mici.

După construcţie şi genul de înfăşurări se disting următoarele forme de execuţie :

— transmiţători şi sincrodetectori care sînt ca nişte motoare obişnuite cu statorul trifazat şi cu rotorul monofazat cu inele alimentat în curent alternativ ;

— transmiţătorii şi receptorii de teleafişaj şi telecomandă ce funcţionează pe principiul arborelui electric :

— sincrodiferenţialele care au atît înfăşurarea statorică cît şi cea rotorică trifazate ;

— resolverul sau defazorul sau transformatorul de coordonate, care este o maşină „sinus-cosinus" a cărei stator poartă două înfăşurări decalate la 90°, iar rotorul o singură înfăşurare şi cîteodată două înfăşurări decalate ca şi la stator cu 90°.

În articol se dau pe larg principiile de funcţionare şi constructive ale diverselor tipuri de sincromaşini, insistîndu-se asupra preciziei lor.

În încheiere se arată că sincromaşinile au aplicaţii în deservirea calculatorilor şi aparatelor de telemăsură şi apoi se descrie pe larg o instalaţie de măsurare a consumului de carburant la avioanele mari cu multe motoare, instalaţie ce conţine multe sincromaşini şi constituie un bun exemplu de utilizare în metrologie a circuitului de reglaj în buclă închisă (Din Bull. A. S. E., nr. 2, 1956 ; M. Muller)

C. P.

Maşini de calcul

CIRCUITE CU TRANZISTORI PENTRU SISTEME DIGITALE ŞI ANALOGICE

681.142—83 : 621.314.7

Tranzistorii se utilizează din ce în ce mai mult în toate ramurile electronicii. În sistemele de calcul ei se utilizează în circuitele de precizie ale calculatorilor analogici şi ca circuite de intrare şi ieşire în calculatorii digitali. În toate aceste dispozitive tranzistorii se caracterizează prin realibitate, consum mic de putere şi dimensiuni mici, Aceste calităţi au făcut ca în calculatori să se utilizeze, la început, mai ales, tranzistorii cu contacte. De curînd şi tranzistorii cu joncţiune se utilizează în aceste domenii, în special sub forma a trei circuite de bază : sumatorul, integratorul şi comparatorul de tensiuni.

Circuitele de calcul cu tranzistori cu joncţiune necesită un mod special de proiectare, diferit de cel utilizat la tranzistorii cu contacte. Astăzi se pot realiza integratori care au o liniaritate foarte bună şi care poate fi menţinută perfect constantă pentru variaţii de 20° ale temperaturii ambiante. Aceasta cu ajutorul unui dispozitiv de aducere automată la zero.

Tot cu tranzistori se realizează comparatori de tensiune care indică momentul în care o undă de tensiune de o formă oarecare trece printr-un nivel dinainte fixat. Utilizînd pro-

prietățile semiconductorilor, acest dispozitiv poate fi făcut să lucreze cu o precizie de ±5 mV, în aceeași gamă de tensiuni.

Elementele de circuit cu tranzistori se pot reuni spre a forma un dispozitiv complex. Astfel din amplificatori, integratori și comparatori se pot realiza encodori de tensiune. Acest encodor transformă o tensiune care provine de la un sistem analogic în intervale de timp echivalente. Acest dispozitiv este util în special în convertirea informației analogice în informații digitale.

Un alt dispozitiv realizat cu tranzistori este selectorul de amplitudine.

(Din „The Bell System Technical Journal", vol. XXV, nr. 2, 1956; F. H. Blecher) *E. N.*

CALCULATORI ELECTRONICI DIGITALI

681.142—83 : 621.38

Expunîndu-se în mod clar principiile de funcționare ale unei mașini electronice de calcul digitale, în articol se studiază, pe de o parte, circuitele de bază ale unei mașini de calcul, iar pe de altă parte, circuitele speciale necesare unui calculator electronic digital.

Se studiază de asemenea, ca un circuit de bază, multivibratorul bistabil Eccles — Jordan, circuite „poartă" cu pentode, circuite de adunare, de scădere etc.

Se descrie, de asemenea, schema bloc a unui calculator electronic, cît și diversele circuite necesare pentru încercarea și controlul mașinii de calcul.

Articolul, avînd două părți (partea I-a din noiembrie 1955 și partea II-a decembrie 1955 aceeași revistă) este interesant atît ca studiu de informare cît și ca referință pentru proiectarea diverselor circuite speciale ale mașinilor electronice de calcul.

(Din „Wireless World", noiembrie, 1955, W. Woods-Hill). *M.Bi.*

Electrocomunicații

SINTEZA CUADRIPOLILOR PASIVI

621.372.5

Operînd asupra ecuațiilor cuadripolilor pasivi se arată că un cuadripol pasiv oarecare este echivalent cu ansamblul format dintr-un dipol pasiv și o celulă T sau TT. Cele patru impedanțe care intervin în schema echivalentă se calculează pe baza unor relații simple de transformare în funcție de parametrii cuadripolului dat.

În articol sînt date cîteva exemple numerice pentru o mai bună înțelegere a expunerii făcute.

(Din „Révue Générale de l'Electricité", aprilie, 1955, F. Hott). *E. Ț.*

RASPUNSUL TRANZITORIU AL SISTEMELOR AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU

621.375.024

Autorul se ocupă de sistemele amplificatoare de curent continuu care fac o conversiune în curent alternativ a semnalului și redresarea curentului alternativ amplificat.

Aceste sisteme pot fi reprezentate schematic ca în fig. 1.

Regimul tranzitoriu al acestor sisteme este influențat de reacția negativă de factor β și de cele două constante

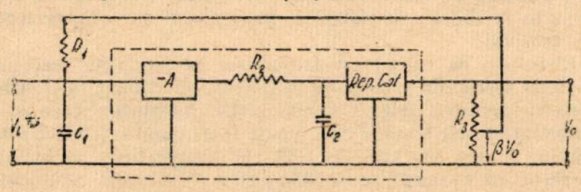


Fig. 1.

de timp : $\tau_1 = R_1C_1$ (de intrare) și $\tau_2 = R_1C_1$ (constanta iltrului).

Se dau indicații pentru alegerea valorilor acestor factori pentru obținerea unui răspuns tranzitoriu satisfacător la un salt de tensiune la intrare.

(Din „Journal of Scientific Instruments" decembrie, 1954, J. H. Sandets) *E.Ț.*

UN CIRCUIT SIMPLU PENTRU REDUCEREA BRUMULUI IN RECEPTORII DE RADIO

621.396.62 : 621.396.828

Proiectarea economică a receptorilor de radio care sînt alimentați de la rețeaua de curent alternativ, cere ca la ieșirea receptorului (difuzor) să existe un brum cît mai mic folosind în același timp un filtru pentru tensiunea continuă cu condensatori de valori mici.

În articol se studiază circuitele obișnuite ale alimentării și ale etajului final, specifice oricărui aparat de radio-recepție, propunîndu-se o schemă echivalentă pe care, apoi se deduc relațiile ce trebuie să existe între diverșii parametri ai schemei pentru a se obține un brum minim.

(Din „Wireless World", octombrie, 1955, H. I. Fraser). *M.Bi.*

STABILIDINA

621.396.6.016.35

Problema supravegherii unei frecvențe se poate soluționa ușor atunci cînd această frecvență este fixă. Ea devine complicată atunci cînd frecvența poate varia. O soluție este stabilidina. Acest montaj este format, în esență, din trei receptori superheterodină ; la doi, oscilatorul local *H*

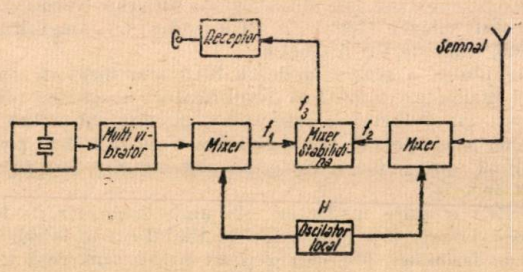


Fig. 1

este comun. Unul din receptori asigură selecția și amplificarea armonicilor unui oscilator cu cuarț ; acest receptor face și o schimbare de frecvență, aducînd semnalul în banda f_1. Al doilea receptor face o transpunere analogă aducînd semnalul în banda f_2, vecină cu f_1. Cele două semnale excită un etaj mixer de tip stabilidină, care dă la ieșire semnalul de frecvență compusă f_3. Sînt posibile două combinații principale : f_3 este suma sau diferența frecvențelor introduse în etaj. În orice caz frecvența selecționată f_3 este independentă de frecvența oscilatorului local și este egală cu diferența dintre frecvența semnalului și frecvența armonicii alese de la cuarț.

Acest semnal de ieșire este dus la un al treilea receptor care trebuie să acopere o bandă de frecvențe egală cu frecvența fundamentală a oscilatorului cu cuarț. Se poate deci realiza cu o bună stabilitate. Receptorul este completat cu elemente uzuale : detector, amplificator audio, oscilator de bătăi pentru recepția undelor întreținute.

Se face un studiu al sistemului arătînd caracteristicile. Se dau performanțele unor tipuri industriale : gama 2 la 30 MHz ; frecvența cuarțului 100 kHz ; gama la interpolare : 200—300 kHz ; stabilitate după 1/2 oră de funcțiune : 50 Hz. Sensibilitatea în telegrafie cu bandă de 1 kHz : 1 μ V pentru un raport semnal/zgomot de 20dB : sensibilitatea în telefonie cu bandă de 6 kHz : 15 μ V pentru 30 % modulație și un raport semnal /zgomot de 26 dB.

Pe același principiu s-au realizat frecvențmetre avînd o precizie de la 1 la $10^6 \pm 5$ Hz, cu sensibilitate de 1 μ V.

(Din „L'Onde Electrique", t. 34, nr. 347, febr. 1956. M. Colas). *E.N.*

UN CAP DE REPRODUCERE SENSIBIL LA FLUX PENTRU SISTEME DE INREGISTRARE MAGNETICĂ

621.325.625.3

Înregistrarea magnetică are multiple aplicaţii şi înafara reproducerii sunetelor, unele domenii cerînd înregistrarea şi redarea unor frecvenţe foarte joase. În aceste domenii speciale (fiziologice, medicină, tehnica impulsurilor, analiza punct cu punct a înregistrărilor pe bandă) capetele obişnuite de redare sînt improprii, deoarece eficienţa lor este proporţională cu frecvenţa.

Autorul articolului rezolvă această dificultate construind un cap de redare sensibil nu la viteza de variaţie a fluxului ci la valoarea lui instantanee. Capul este de formă şi material obişnuite. Prin mijlocul porţiunii bobinate trece un conductor izolat parcurs de un curent de înaltă frecvenţă f.

În mod normal ,sistemul este simetric şi în bobinaj nu se induce nici o f.e.m., atît timp cît caracteristica de magnetizare a materialului nu este perturbată de un flux exterior.

În prezenţa fluxului dat de bandă, apare o polarizare care provoacă inducerea în bobinaj a armonicilor pare ale frecvenţei f. În caz că banda se deplasează, apare un fenomen de modulaţie cu frecvenţele $2f \pm f_s$, $4f \pm f_s$, unde f_s este frecvenţa semnalului înregistrat pe bandă. El poate fi extras prin filtrare şi detecţie.

Acest tip de cap de redare dă un semnal a cărui mărime este independentă de viteza benzii. El dă un semnal chiar dacă banda stă pe loc.

(Din ,,The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers part B., iulie, 1955, E. D. Daniel). *I.L.*

MĂSURAREA ATENUĂRII SUFERITE DE MICROUNDE, IN ATMOSFERA

621.396.11.029.64 : 621.317.324

Se ştie de mai mult timp că anumite benzi de frecvenţă din domeniul microundelor suferă atenuări puternice la trecerea prin atmosferă. Aceste atenuări se datoresc în special vaporilor de apă şi oxigenului din atmosferă. Teoria absorbţiei microundelor de către aceste gaze a fost elaborată de către Van Vleck. Pentru verificarea teoriei s-au efectuat numeroase experienţe atît privind gazele închise în ghiduri de undă şi cavităţi cît şi relativ la gazele din atmosferă. Cu toate acestea mai existau unele incertitudini privind datele experimentale.

Pentru a se obţine rezultate cît mai precise, s-a elaborat o nouă tehnică de măsurare. În esenţă se utilizează o tehnică de radar modulat în frecvenţă. Metoda este de comparare a reflecţiilor de pe reflectori situaţi la distanţă. Se utilizează un singur clistron, o singură antenă şi un număr de reflectori diedru, la care se cunosc precis caracteristicile reflectante şi care, în plus, au o bună stabilitate mecanică, termică şi electrică. Reflectorii sînt dispuşi departe de pămînt spre a se evita reflexiile parazite pe sol, realizîndu-se condiţiile de propagare în spaţiul liber.

Se utilizează o singură antenă atît la emisie cît şi la recepţie. În esenţă se determină atenuarea pe care o suferă unda propagîndu-se între doi reflectori, mai exact diferenţa dintre această atenuare şi atenuarea pe care o suferă unda propagîndu-se în spaţiul liber. În absenţa apei condensate în atmosferă, această diferenţă reprezintă absorbţia atmosferei.

Măsurările s-au efectuat în banda 5,1 la 6,1 mm. Erorile determinărilor au fost foarte mici : 0,05 dB/km. Rezultatele obţinute verifică foarte bine teoria lui Van Vleck.

(Din "Bell System Technical Journal", vol. XXXV, iulie, 1956, A. B. Crawford şi D. C. Hogg). *E.N.*

ABSORBANŢI NEREFLECTAŢI PENTRU RADIAŢII ÎN MICROUNDE

538.569.4.029

O dată cu dezvoltarea tehnicii microundelor s-au făcut o serie de cercetări teoretice şi experimentale cu privire la găsirea unor sisteme absorbante care să înlăture posibilitatea reflectării microundelor incidente.

Pentru ca reflexia undelor incidente să fie nulă într-o gamă largă de frecvenţă, trebuie ca impedanţa de intrare a sistemului absorbant să fie reală şi independentă de frecvenţă, condiţie dată de faptul că în spaţiul liber impedanţa undei este reală $Z_0 = X$. Pentru unde electromagnetice plane $X = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377\ \Omega$ în toate planele cu faza constantă.

Pentru realizarea problemei sînt arătate trei metode.

Prima se bazează pe sisteme rezonante avînd o grosime relativ mică, sisteme care pot da o absorbţie completă a energiei incidente. Astfel o suprafaţă rezistivă egală cu impedanţa spaţiului liber plasată la un sfert de lungime de undă în faţa plăcii metalice. Tot astfel un strat omogen dielectric de material, cu pierderi pe o placă metalică luîndu-se o grosime de strat egală cu un sfert din lungimea de undă în material, poate realiza o absorbţie completă.

Acelaşi efect îl poate avea amenajarea pe însăşi placa metalică a unei structuri periodice bidimensionale a unor circuite rezonante concentrice.

A doua metodă de absorbţie se realizează prin sistemele rezonante. Placa reflectoare se poate acoperi cu un strat gros de material absorbant în aşa fel ca pe o largă bandă de frecvenţă energia incidentă să fie absorbită înaintea atingerii suprafeţei reflectoare. Un aranjament judicios prevede ca materialul absorbant să fie pus în diferite straturi paralele în aşa fel încît tangenta de pierdere să crească sensibil către baza plăcii reflectoare.

O a treia metodă descrie sisteme în care lărgimea de bandă a absorbanţilor de rezonanţă poate să fie lărgită fără a creşte grosimea lor. Aceasta se poate realiza printr-o combinaţie a două circuite rezonante special dimensionate, cum ar fi linii în sfert de lungime de undă scurtcircuite lucrînd ca circuite rezonante paralel sau dipoli construiţi din material rezistiv

(Din ,,IRE Transections on Antennas and Propagations", vol. AP-4 iulie, 1956. H. Severin).

A.An.

ENDOVIBRATORI SFERICI DECUPATI

621.372.418

Studiul endovibratorilor prezintă un interes practic deosebit, dat fiind aplicaţiile lor în tehnica microundelor. Studiul lor teoretic prezintă însă dificultăţi.

O metodă nouă se propune pentru studiul endovibratorilor de formă derivată dintr-o sferă. Aceste cavităţi sînt derivate dintr-o cavitate sferică din care se decupează o parte variabilă prin două plane paralele şi situate la egală distanţă de centrul sferei. In acest studiu se remarcă două cazuri extreme : unul în care cele două plane sînt foarte apropiate — în care caz endovibratorul poate fi aproximat prin unul sferic — şi cazul în care cele două plane sînt aproape tangente sferei—în care caz endovibratorul este aproape sferic.

Pentru ambele cazuri se determină atît lungimea de undă critică cît şi factorul de supratensiune Q.

In primul caz — acel al planelor apropiate — se utilizează următoarea metodă : se pleacă de la relaţia

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1}{2} \frac{\int_{\delta V} (\mu H^2 - \varepsilon E^2)\ dV}{\int_V \varepsilon E^2 dV}$$

unde $k = 2\pi/\lambda$, $k = k' - k$; k' este noua valoare a lui k, iar $\delta V = V' - V$.

Aplicînd această metodă în cazul de faţă, se deformează porţiunea de sferă spre a forma un cilindru şi se determină frecvenţa critică. Se obţin rezultate corecte dacă distanţa de la centrul sferei la planele secante este mai mică de 0,3 din raza sferei.

Pentru plane secante situate la distanţă mai mare se utilizează aceeaşi metodă. Pentru puncte intermediare se aplică metoda lui Abel.

Ca aplicaţie a metodelor expuse se studiază un frecvenţmetru de un tip special, de formă emisferică, în care frecvenţa proprie se variază umplînd parţial cavitatea cu mercur.

Coeficientul de supratensiue se defineşte ca fiind egal cu produsul dintre pulsaţie şi raportul dintre energia electromagnetică conţinută. în cavitate (în jouli) prin putere de pierderi (în watt).

(Din „L'Onde Electrique", v. 36, nr. 347, (febr). 1956, G. Boudouris).

E. N.

Tehnica vidului

DESPRE SUDURA ELECTRICĂ REZISTIVĂ A STICLEI IN TEHNICA VIDULUI

533.5 :661.1.037.4

In tehnica vidului este necesar de a suda anumite piese de o formă bine determinată cu alte piese de sticlă fără ca flacăra să încălzească o parte importantă a piesei ceea ce aduce cu sine pericolul de a introduce deformaţii neplăcute. O altă problemă frecventă în industria chimică este de a muta conductele de sticlă pentru gaze şi lichide, care se sudează din părţi dacă nu se admit îmbinări cu cauciuc sau alte materiale plastice. Cînd este vorba de conducte lungi efectuarea operaţiei cu ajutorul flacării devine aproape imposibilă.

In toate aceste cazuri cît şi la construirea unor aparate complexe din sticlă, din ce în ce mai mult se utilizează un procedeu denumit în modul cel mai potrivit „sudura rezistivă a sticlei". Despre această metodă, puţin cunoscută şi care se află încă în stadiul de dezvoltare, se dau o serie de date interesante.

Suprafaţa porţiunilor de sudat se încălzeşte mai întîi la aproximativ 600°C cu ajutorul a două flăcări, izolate electric între ele. Apoi se leagă la cele două arzătoare o tensiune de înaltă frecvenţă de 10 kV şi $10^5 \ldots 10^7$ Hz. Flacările constituie atunci două rezistenţe reglabile în circuitul curentului de înaltă frecvenţă. Curentul traversează sticla, care în urma preîncălzirii a devenit suficient de conductor.

Sticla se încălzeşte uşor la 1000°C în porţiunile preîncălzite. Temperatura se poate regla mai uşor decît la metoda obişnuită de sudură cu flacără.

După experienţa căpătată pînă acum se constată următoarele avantaje : într-un timp mai scurt se pot atinge temperaturi mai înalte — suprafaţa sticlei se atacă mai puţin prin evaporare deoarece încălzirea are loc în volum şi nu la suprafaţă — se poate încălzi o zonă limitată — controlul uşor al încălzirii electrice permite o îmbinare mai bună şi mai uniformă — pentru sudura electrică nu este nevoie de personal cu o calificare înaltă.

(Din „Nachrichtentechnik". caiet 12, pag. 554—555, 1955, Espe).

S. H.

Diverse

INREGISTRAREA AUTOMATA A COMPORTARII ANIMALELOR PE CIMP

636.084.22.001 — 5 : 681.2.087

Articolul descrie un aparat care permite determinarea activităţii în timp de 24 de ore a unui animal lăsat liber pe cîmp pentru a paşte. El se compune dintr-o serie de circuite şi contacte care înregistrează mişcarea animalelor, culcarea sa, mişcarea fălcilor şi mişcările capului.

Articolul descrie modul de funcţionare a acestor circuite precum şi locul de pe animal unde trebuie fixat fiecare contact. Un sistem de înregistrare grafic format din două peniţe, mecanism cu hîrtie rulant, relee, totul pus într-o cutie de 150/150/100 mm este de asemenea montat pe spatele animalului. Acesta, obişnuit timp de cîteva zile cu purtarea dispozitivelor respective, poate fi lăsat singur pe cîmp pentru a paşte, ziua ca şi noaptea, controlîndu-se periodic activitatea sa.

(Din „Electronic Engineering", martie, 1955, Canaway, Raymond, Tayler).

M. B.

SISTEME DE APRINDERE LA AUTOMOBILE

621.431.73.044

Motoarele cu ardere internă necesită un complex de instalaţii auxiliare, printre care aprinderea joacă un rol însemnat. La un motor cu 4 cilindri la 3 000 rot/min, o valoare modestă la motoarele moderne, fiecare cilindru se aprinde de 25 de ori pe secundă, astfel încît echipamentul de aprindere trebuie să furnizeze 100 scîntei pe secundă.

Pentru buna funcţionare a motorului fiecare scînteie trebuie să fie produsă la un interval de timp bine stabilit. de ordinul a şapte miimi de secundă şi trebuie să fie reglabilă în avans sau întîrziere, în funcţie de sarcină sau viteza motorului.

Actualmente majoritatea motoarelor folosesc aprinderea prin acumulator şi bobină de inducţie, în timp ce aprinderea prin magnetou este rezervată pentru unele motociclete, maşini agricole, automobile de curse, motoare industriale sau alte aplicaţii speciale.

După examinarea schemei clasice a aprinderii unui motor în sistemul acumulator şi bobină de inducţie, autorul trece în revistă toate părţile componente arătînd soluţiile moderne adoptate în construcţia acestora. Sînt examinate astfel bobina de inducţie, distribuitorul şi ruptorul, explicîndu-se modul lor de funcţionare şi mecanismul de avans al aprinderii.

În continuare, un capitol special este rezervat descrierii aprinderii prin magnetou, explicînd construcţia şi funcţionarea acestuia.

Se examinează apoi calităţile celor două sisteme de aprindere. Magnetoul funcţionează independent de orice sursă exterioară de curent, fapt pentru care el a fost preferat la început. Astăzi cînd generatorii şi bateriile de acumulatori au ajuns la un înalt grad de perfecţiune, acest avantaj nu mai este esenţial.

Diferenţa fundamentală între cele două sisteme constă în faptul că energia scînteii descreşte cu turaţia în sistemul cu bobină, în timp ce la magenetou ea creşte. Aceasta înseamnă că atunci cînd motorul porneşte, sistemul de aprindere prin bobină dă scîntei mai puternice, iar sistemul cu magentou dă scîntei mai slabe. Aceasta însă nu constituie un inconvenient în practică, deoarece orice sistem poate fi calculat ca să dea scîntei adecvate. Avantajul real al sistemului cu bobină de inducţie, constă în cantitatea mică de energie necesară acţionării lui, precum şi în faptul că poate fi antrenat cu turaţie redusă de la arborele de distribuţie al motorului. Aceasta conduce la o funcţionare fără zgomot şi dă posibilitatea folosirii dispozitivelor simple de avans, acţionate prin vacuum.

Articolul se încheie cu un studiu asupra bujiilor şi asupra sistemelor moderne de deparazitare, foarte importante în ziua de astăzi, deoarece sistemele de aprindere ale automobilelor pot produce perturbaţii serioase în recepţia semnalelor transmise prin radio, chiar dacă receptorul este situat la o oarecare distanţă de sursa de perturbaţii.

(Din „Journal of the Institution of Electrical Engineers" vol. 2, nr. 17, mai, 1956, A. N. Partridge) *N.K.*

CRONICA

În legătură cu prima conferinţă a electricienilor din R.P.R.

Se aduce la cunoştiinţă că prima Conferinţă a electricienilor din R.P.R., pe care o organizează Consiliul Central A.S.I.T., Secţia Energetică-Electrotehnică şi care era programată pentru trimestrul III 1956 a fost amînată pentru primăvara anului 1957, pentru ca această manifestare să potă fi orientată spre obiectivele principale fixate în urma celui de al doilea Congres al ASIT.

Referate pentru această conferinţă se mai primesc pînă la 15 decembrie a. c.

Detalii asupra obiectului Conferinţei şi a conţinutului referatelor au fost publicate în nr. 2 din anul 1956 al revistei şi pot fi obţinute de asemeni la Secretariatul Secţiei Energetică-Electrotehnică a Consiliului Central ASIT, Bucureşti str. Dionisie Lupu nr. 37, telef. 2.66.45.

Comitetul Secţiei Energetică-Electrotehnică a Consiliului Central ASIT.

VAZACA CHR. : Incălzirea prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă, Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R. 1956.

621.365

Lucrarea de faţă umple un important gol în literatura noastră tehnică de specialitate, dată fiind importanţa din ce în ce mai mare pe care o capătă încălzirea prin inducţie în întreaga industrie din ţara noastră.

Apariţia lucrării, prima de acest gen apărută pînă în prezent la noi, răspunde la două necesităţi foate importante : pe de o parte constituie un îndreptar pentru inginerii din industrie care lucrează în această problemă, oferind bazele teoretice şi practice necesare în proiectare şi exploatare, iar pe de altă parte, constituie un excelent manual pentru formarea de cadre de specialişti în ceea ce priveşte încălzirea prin inducţie.

În această carte, se expun în detaliu fazele teoretice ale fenomenului de încălzire, a metalelor prin inducţie electromagnetică, se dau metode de proiectare ale diferitelor elemente componente ale instalaţiei respective, se dau preţioase indicaţii în ceea ce priveşte utilizarea practică a acestor elemente şi a exploatării întregii instalaţii.

În lucrare, autorul a sintetizat, pe baza unei vaste documentări, specificată la sfîrşitul cărţii precum şi pe baza cercetărilor sale mai vechi din acest domeniu, publicate în diferite buletine ştiinţifice, problemele esenţiale ale încălzirii prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă, care formează de altfel şi obiectul unei părţi de curs predate de autor la Institutul Politehnic din Bucureşti.

În prefaţă, autorul scoate în evidenţă larga utilizare pe care a căpătat-o în U.R.S.S. metoda de încălzire prin inducţie a metalelor, datorită avantajelor pe care le prezintă şi subliniază importanţa acestui procedeu şi în industria noastră.

Se subliniază necesitatea stabilirii unei clasificări relative a frecvenţelor utilizate în încălzirea prin inducţie, dat fiind faptul că în acest domeniu se foloseşte o bogată gamă de frecvenţă, precum şi obiectul cărţii de faţă, care răspunde celor două scopuri specificate mai sus.

Cartea cuprinde o introducere, 11 capitole şi 4 anexe. În introducere se arată rolul extrem de important pe care l-au jucat savanţii sovietici, în frunte cu V. P. Vologdin, pentru fundamentarea teoretică şi utilizarea industrială a încălzirii prin inducţie, lucrări efectuate pentru prima oare în lume.

Se evidenţiază posibilitatea utilizării încălzirii pieselor metalice prin inducţie, atît pentru călirea superficială, cît şi pentru încălzirea în toată masa (revenire, recoacere, forjare), precum şi pentru alte aplicaţii de importanţă secundară (lipituri, suduri etc.). Se arată apoi cele trei laturi importante ale procesului de încălzire prin inducţie ; latura electrotehnică, termică şi metalurgică, ultima nefiind pînă în prezent complet pusă la punct.

Primul capitol „Bazele fizice şi caracteristicile principale ale încălzirii prin inducţie" constituie de fapt o sinteză a tuturor problemelor esenţiale prezentate în carte, oferind în acest fel o privire de ansamblu asupra subiectului expus. Se tratează în mod calitativ pătrunderea energiei electromagnetice în metale, efectul pelicular la piesele cilindrice şi în bobina inductoare, efectul de proximitate şi de buclă, transmisia energiei de la inductor la piesă, aspectul termic al fenomenului, toate aceste probleme fiind reluate în mod calitativ în cursul lucrării. Tot în primul capitol se indică diverse moduri de aplicare a încălzirii prin inducţie la călirea superficială a oţelului (călirea simultană şi călirea progresivă, dependenţa grosimii stratului călit de putere şi timpul de încălzire, încălzirea selectivă), precum şi proprietăţile de absorbţie ale oţelului. Toate aceste chestiuni sînt însoţite de figuri corect executate şi explicite. Unele din diagrame sînt reproduse însă de editură la un format foarte mic (de exemplu fig. 1.26, 1.27), ceea ce îngreuiază foarte mult folosirea acestora. De altfel această observaţie este valabilă şi pentru alte diagrame din cuprinsul cărţii.

În capitolul al doilea, „Efectul pelicular la conductorii cilindrici", se studiază în mod cantitativ, pe baza ecuaţiilor macroscopice ale cîmpului electromagnetic, distribuţia cîmpului electric şi a densităţii de curent la conductorii cilindrici rectilinii, de lungime infinită, parcurşi de un curent electric axial, se calculează parametri electrici ai conductorului pe baza cărora se defineste conductorul electric echivalent, se studiază adîncimea de pătrundere a curentului.

In această problemă, autorul precizează într-un mod original, sensul fizic al adîncimii de pătrundere pentru frecvenţele joase şi înalte, făcînd o distincţie faţă de constanta de pătrundere, utilizată de alţi autori, sub denumirea de adîncime de pătrundere şi care este utilizată şi în radiotehnică.

Se arată că pentru frecvenţele relative înalte adîncimea de pătrundere astfel definită se confundă cu constanta de pătrundere.

Pe aceste baze se defineşte noţiunea relativă de frecvenţă înaltă pentru un anumit conductor, în funcţie de valoarea raportului dintre raza conductorului a şi adîncimea de pătrundere p. Se studiază probleme analoge pentru cazul unui conductor cilindric parcurs de un flux magnetic axial, punîndu-se în evidenţa corespondenţa dualã între cele două cazuri.

Se stabileşte apoi o clasificare relativă a frecvenţelor utilizate în încălzirea prin inducţie, evidenţiindu-se faptul că nu se poate califica o anumită frecvenţă drept joasă sau înaltă în mod absolut, ci în mod relativ, ţinîndu-se seama de dimensiunile piesei respective, frecvenţa şi constantele fizice ale piesei. În acest fel se califică o aplicaţie de încălzire prin inducţie de joasă frecvenţă dacă $\frac{a}{p} < 1{,}77$, de medie frecvenţă dacă $1{,}77 < \frac{a}{p} < 10$ şi de înaltă frecvenţă dacă $\frac{a}{p} > 10$, nici o aplicaţiede joasă frecvenţă neputînd fi însă acceptabilă din cauza randamentului de transfer de la inductor la piesă prea mic.

Această clasificare relativă a frecvenţelor constituie o contribuţie originală a autorului, fiind deosebit de importantă pentru întregul domeniu de utilizare al încălzirii prin inducţie şi clarificînd noţiunea de frecvenţă joasă sau înaltă pentru o anumită aplicaţie dată. Criteriul de clasificare stabilit este folosit în cursul întregii lucrări, permiţînd o tratare unitară a fenomenelor de încălzire prin inducţie la „frecvenţe joase" şi „frecvenţe înalte".

Clasificîndu-se în acest fel frecvenţele, se justifică posibilitatea utilizării frecvenţelor muzicale şi chiar industriale în unele aplicaţii de încălzire, în care aceste frecvenţe sînt frecvenţe relative înalte, faţă de cazul aplicaţiei respective. Se arată astfel că în fiecare caz concret de aplicaţie, trebuie făcute considerente judicioase pentru alegerea frecvenţei şi nu trebuie să se prefere, dinainte, o frecvenţă absolută înaltă.

În restul capitolului al doilea se studiază efectul pelicular la un conductor tubular parcurs de un flux magnetic axial, precum şi la un conductor cilindric parcurs de un flux magnetic transversal

Studiul efectului pelicular la conductorii planie se fac în cadrul capitolului al treilea. Se consideră mai întîi conductorul plan semi infinit, pentru care se stabileşte pătrunderea cîmpului electromagnetic, curentul electric indus, puterea specifică indusă şi conductorul electric echivalent. Aceleaşi probleme se studiază şi pentru cazul conductorilor de grosime limitată, în aproximaţia unui coeficient de reflexie egal cu unitatea, considerîndu-se şi cazul benzilor metalice excitate pe ambele feţe. Se studiază în încheierea capitolului conductorii plani stratificaţi, impedanţa unui conductor bimetalic şi a unui conductor tubular.

Studiul efectului pelicular, în cadrul capitolelor II şi III este însoţit de o serie de diagrame foarte utile în calcule, unele din ele fiind universale iar altele fiind legate de anumite metale, dintre care unele însă se folosesc cu dificultate, fiind reproduse la o scară foarte mică, de către editură. Din expunerea acestui material rezultă importanţa dimensiunilor piesei respective în ceea ce priveşte clasificarea frecvenţei utilizate drept joasă, medie sau înaltă. Introducerea conductorului electric echivalent este utilă în ceea ce priveşte studiul efectului pelicular în regim permanent. Credem însă

că expunerea ar fi fost şi mai completă dacă s-ar fi tratat, cel puţin în linii generale, unele aspecte ale efectului pelicular în regim tranzitoriu.

"Efectul de proximitate" este titlul capitolului care urmează. Se expune acest efect în cazul a doi conductori cilindrici paraleli şi în cazul unui conductor cilindric paralel la un conductor plan. Pentru cel de-al doilea caz se stabileşte distribuţia curentului indus în conductorul plan, folosindu-se metoda imaginilor electrice, dar pentru primul caz se indică doar rezultatele finale. Ar fi fost poate mai util să se indice şi în acest caz metoda de calcul corespunzătoare. Acelaşi lucru se poate spune şi pentru celelalte cazuri studiate în capitol: două corpuri plane paralele, spira circulară (efectul de buclă), conductor înconjurat de un miez de fier (efectul Field).

În cazul unui conductor cilindric paralel la un conductor plan, care prezintă importanţă în unele aplicaţii de încălzire prin inducţie, se studiază puterea disipată, conductorul echivalent şi randamentul de transfer (atît în funcţie de dimensiunile geometrice relative ale corpurilor, cît şi de variaţia conductivităţii şi permeabilităţii cu temperatură). Atît în acest caz, cît şi în alte cazuri studiate, se dau o serie de diagrame de calcul foarte utile.

În capitolul al cincilea intitulat „Încălzirea piesei. Analiza fenomenului termic", se studiază în detaliu aspectul termic al fenomenului de încălzire prin inducţie.

În primul subcapitol se tratează variaţia constantelor metalului respectiv (rezistivitatea, permeabilitatea, căldura specifică şi conductivitatea termică) în timpul încălzirii. Se dau o serie de curbe şi tabele care indică aceste variaţii în cazul diferitelor aliaje folosite.

În subcapitolul următor se tratează pierderile de căldură la piesa încălzită (prin radiaţie, convecţie, conducţie).

Se studiază apoi încălzirea corpurilor în toată masa, în vedere aplicaţiilor de forjare şi matriţare.

Urmează apoi un subcapitol în care se tratează încălzirea superficială simultană. Se stabileşte ecuaţia diferenţială a propagării căldurii, în cazul propagării monodirecţionale şi se compară această propagare cu propagarea unei unde electrice. Pentru integrarea acestei ecuaţii, se foloseşte o analogie electrică cu o linie de transmisie şi se indică rezultatul final al integrării, cu ajutorul metodei operaţionale, în cazul unei plăci de grosime infinită şi a unei plăci de grosime limitată, indicîndu-se şi curbele corespunzătoare de stabilirea temperaturii în piesă. Modul în care se pot obţine aceste rezultate se indică în două anexe. Se studiază apoi dependenţa adîncimii de pătrundere de puterea specifică şi influenţa puterii specifice şi a frecvenţei asupra distribuţiei temperaturii în interiorul piesei, randamentul termic în cazul frecvenţelor relativ joase şi înalte, precum şi posibilitatea călirii în masa proprie. Aceleaşi probleme se studiază şi în cazul încălzirii superficiale progresive.

Ar fi fost mai complet, după părerea noastră, ca după studiul aspectelor electric şi termic al fenomenului de încălzire prin inducţie, să se fi expus şi unele aspecte esenţiale ale fenomenului metalurgic în timpul încălzirii, precum şi legătura acestuia cu primele două aspecte.

Capitolul VI „Legea similitudinii şi aplicarea ei la încălzirea prin inducţie" studiază o similitudine electrică şi una termică completă precum şi două cazuri de similitudine electrică incompletă, la frecvenţă dată şi la dimensiuni ale bobinei inductoare şi ale piesei date. Se subliniază utilitatea acestor similitudini în ceea ce priveşte stabilirea condiţiilor unei aplicaţii noi atunci cînd se cunosc condiţiile unei aplicaţii apropiate.

Capitolul următor, intitulat „Elementele componente şi parametrii fundamentali la o instalaţie de încălzire prin inducţie" prezintă compunerea unei instalaţii de încălzire de joasă şi înaltă frecvenţă, parametri fundamentali (frecvenţa, puterea specifică, adîncimea stratului călit, randamentul, bilanţul energetic, puterea instalată şi energia necesară), precum şi criterii pentru alegerea lor în cazul încălzirii superficiale (simultane sau progresive) şi al încălzirii în toată masa. Se prezintă avantajele şi dezavantajele oferite de încălzirea prin inducţie.

Capitolul VIII cuprinde „Construcţia şi calculul inductorilor de încălzire şi a transformatorilor de înaltă frecvenţă".

În primul subcapitol se indică diverse forme constructive de inductori pentru piese cilindrice simple şi complexe, piese inelare, piese conice, roţi dinţate. Se indică de asemenea punerea şi combinarea inductorului cu dispozitivul de răcire al piesei

În cel de-al doilea subcapitol se calculează parametri inductorului (rezistenţa şi reactanţa) în gol şi în sarcină, în diferite ipoteze asupra punerii piesei şi inductorului: inductor cilindric lung, inductor cilindric scurt, spiră inductoare. În acest fel se stabilesc circuitele echivalente corespunzătoare, ale ansamblului inductor-piesă.

Se tratează apoi transformatorul de înaltă frecvenţă de adaptarea al sarcinii, constituit de ansamblul piesă-inductor la generatorul de alimentare al instalaţiei. Se expune transformatorul tip a lui Vologdin, pe baza căruia se indică metoda de calcul, cu ajutorul relaţiilor de similitudine, a unui transformator definit, corespunzător unei aplicaţii date.

Lipseşte însă o metodă de proiectare a acestui transformator, care să conducă în mod riguros şi fără tatonări la un anumit transformator tip cu performanţe optime în gol şi în sarcină. Contribuţia autorului în acest domeniu, dezvoltată în ultima vreme, care nu a mai putut fi inclusă în prezenta lucrare, va împlini această lipsă o dată cu publicarea sa.

„Generatori industriali pentru încălzirea prin inducţie şi dispozitive auxiliare" constituie titlul capitolul IX, care urmează. În acest capitol se expun generatorii dinamico-electrici (de frecvenţă muzicală) de diverse tipuri şi funcţionarea acestora în cadrul instalaţiilor de încălzire prin inducţie. Se trece apoi la expunerea cîtorva tipuri de generatori ionici (invertorul generatori cu excitroni), generatori cu scîntei, generatori electronici de putere. Se descriu cîteva scheme principale de astfel de oscilatori şi cîteva scheme tipice pentru generatori electronici industriali. Se dau, în continuare, cîteva date în ceea ce priveşte construcţia transformatorilor de înaltă frecvenţă şi a concentratorilor de curent, după care se descriu caracteristicile şi datele constructive ale tuburilor electronici de puteri. Se tratează în continuare problema alimentării generatorilor electronici, atît în curent continuu prin folosirea montajelor de redresare, cît şi în curent alternativ direct de la reţea. În încheierea capitolului se tratează unele probleme privind instalarea şi exploatarea generatorilor electronici. Expunerea materialului din capitolul IX ar fi fost completă dacă s-ar fi tratat şi unele chestiuni legate de proiectarea generatorilor industriali pentru încălzirea prin inducţie şi în special referitor la generatorii electronici de putere (metoda punct cu punct şi o metodă analitică aproximativă).

Capitolul X care urmează, se intitulează „Aplicaţiile încălzirii prin inducţie".

În acest capitol se studiază principalele aplicaţii ale încălzirii prin inducţie: călirea superficială, încălzirea în toată masa, lipirea prin curenţi de înaltă frecvenţă precum şi unele aplicaţii speciale,

În ceea ce priveşte călirea superficială se dau cîteva exemple de aplicaţii referitor la călirea simultană (fusurile barei transversale de tractor, arbori cu came, piese de locomotivă, scule, roţi dinţate, arbori cotiţi) şi la călirea progresivă (cilindri de laminat şi îndreptat, cilindri canelaţi cu diametru mic, încălzirea progresivă a barelor etc.). Se indică, de asemenea diverse operaţii de călire.

În cel de al doilea subcapitol se tratează încălzirea în toată masa prin curenţi de inducţie, în vederea operaţiilor de forjare şi matriţare. Urmează apoi indicarea utilizării încălzirii prin inducţie pentru lipire, precum şi unele aplicaţii speciale ale încălzirii prin inducţie (încălzirea în vid, topirea la temperaturi înalte, îmbinări între metal şi sticlă, topirea metalelor etc.).

Materialul expus în acest capitol este extrem de vast şi de interesant, evidenţiind multiple posibilităţi de folosire a încălzirii prin inducţie. Ar fi fost şi mai bine dacă s-ar fi expus şi unele aplicaţii legate de probleme actuale ivite în industria din ţara noastră. Acest lucru ar fi fost însă practic imposibil de realizat, dat fiind decalajul în timp, extrem de mare, care separă prezentarea manuscrisului de apariţia lucrării respective.

Ultimul capitol al lucrării este denumit „Probleme speciale ale încălzirii prin inducţie", şi este destinat specialiştilor în electronica industrială.

Se expune în primul subcapitol încălzirea cu flux transversal a benzilor subțiri, care prezintă avantajul obținerii unui randament de transfer mai ridicat. Dezvoltarea acestei probleme constituie o contribuție originală adusă de către autor.

În subcapitolul următor se studiază variația parametrilor circuitului inductor în sarcină, pe baza formulelor stabilite în capitolele II, III, IV și VIII, pentru cîteva exemple practice.

În cel de-al treilea subcapitol se indică măsurătorile de înaltă frecvență la generatorii electronici industriali (măsurarea curentului, tensiunii, frecvenței, factorului de calitate, puterii), iar în ultimul subcapitol se indică cîteva circuite de adaptare a sarcinii la generatorul electronic, pentru ca acesta să lucreze în condiții optime.

În prima anexă a lucrării se indică tabele cu funcții Bessel, Neumann și Hanckel, foarte utile în ceea ce privește calculul și proiectarea instalațiilor de încălzire prin inducție.Următoarele două anexe sînt destinate stabilirii soluției ecuației transmisiei căldurii într-o placă de grosime finită și infinită. Calculele nu sînt duse însă pînă la capăt. În ultima anexă se stabilește expresia temperaturii la încălzirea progresivă a unui corp.

Considerăm ca o lipsă a lucrării faptul că nu se dau probleme de calcul exemplificative, în cadrul fiecărui capitol, precum și exemple de proiectare la sfîrșitul lucrării.

Prin ampla expunere a problemelor încălzirii prin inducție, credem că lucrarea sus menționată constituie o contribuție importantă în îndeplinirea celor două scopuri specificate.

Stilul în care este scrisă lucrarea este atractiv, iar expunerea este clară și concisă. Bibliografia prezentată la finele lucrării ușurează activitatea de informare și de adîncire a anumitor probleme din lucrare. Credem că ar fi fost mai bine însă să se fi indicat și o bibliografie pe capitole, pentru ușurința folosirii acesteia.

Nădăjduim că unele din observațiile făcute ar putea servi la o îmbunătățire a unei ediții viitoare.

Prin calitățile pe care le prezintă, lucrarea este de mare folos atît în studiul teoretic al problemelor de încălzire prin inducție, cît și în ceea ce privește proiectarea, construcția și chiar exploatarea acestor instalații.

Ing. **Gh. R. Ianculescu**

CARTER G. W. : Cîmpul electromagnetic din punct de vedere ingineresc. (The electromagnetic field in its engineering aspects), Longmans, Green and Co., Londra, 1954.

538.3 : 62

Cartea profesorului englez Carter se înscrie alături de numeroasele manuale de electromagnetism dedicate studenților și inginerilor electricieni și electroniști. În zilele noastre, cercul de cunoștințe cerute acestor ingineri a crescut considerabil, a crescut și pericolul ca manualele de electromagnetism dedicate lor să devină voluminoase, greoaie, necesitînd un aparat matematic foarte evoluat, dar care să nu ofere cititorului posibilitatea de a-și forma o intuiție a fenomenului, un simț ingineresc bazat pe înțelegerea temeinică a fenomenului fizic.

Autorul, bazat pe experiența sa didactică de la Universitatea din Leeds, a evitat cu succes aceste erori. Cartea sa, cu cele 14 capitole, nu se întinde pe mai mult de 360 pagini și totuși este foarte cuprinzătoare. Cunoștințele sînt triate cu grijă, din punctul de vedere al importanței lor pentru pregătirea inginerului electrician, fie de „curenți tari", fie de „curenți slabi".

Principalul merit al manualului este tocmai acela că educă la cititor un mod de a gîndi și a înțelege electromagnetismul, bazat pe fenomenul fizic și nu pe demonstrația prin calcul matematic pur formal. Autorul evită ceea ce el însuși numește „scamatorii matematice", preferînd o cale mai puțin elegantă, mai laborioasă uneori, dar mai utilă pentru formarea inginerilor. Conceptele matematice noi sînt introduse cu grijă, însoțite de explicații strîns legate de fenomenele fizice pe care acestea le descriu.

Regretăm totuși și considerăm ca o lipsă a manualului, faptul că metodele algebrei și analizei vectoriale sînt introduse abia în penultimul capitol. Introducerea lor mai devreme ar fi ușurat expunerea, fără a contraveni principiilor expuse mai sus.

Autorul rezervă calculului ingineresc un loc destul de mare. Merită citate în această privință capitolele „Energia și forțele mecanice în cîmpul magnetic" și „Potențialul vector și calculul inductanței" în care se merge mai departe decît este obiceiul în manualele de bază.

Inginerul nu este însă un simplu mînuitor de formule. El are nevoie de un orizont mai larg și de o educație științifică completă. De acest lucru se ține seama în manual. Grija pentru înțelegerrea temeinică a noțiunilor este deosebit de vizibilă în capitolele „Efectele magnetice ale curenților în spațiul liber" și mai ales în „Inducția electromagnetică"- unde pentru înțelegerea noțiunii de solenație se dau o serie de exemple sugestive și se atrage atenția asupra erorilor curente.

Introducerea capitolelor : „Curgerea energiei în cîmpul electromagnetic" (unde înafară de vectorul lui Poynting este introdus și vectorul lui Slepian) și „Principiul relativității", întregește tabloul teoriei macroscopice a cîmpului electromagnetic.

Lucrarea are o deosebită valoare didactică, ca manual pentru cursul de bazele electromagnetismului. Ea nu conține însă teoria circuitelor de curent continuu și curent alternativ.

Manualul este completat cu un număr suficient de mare de probleme, aflate la sfîrșitul fiecărui capitol, precum și cu soluțiile lor. Problemele propuse pleacă de la simple aplicații de calcul și merg către aprofundarea noțiunilor teoretice, constituind un ajutor în plus pentru studenți, ingineri și cadre didactice.

Ing. **I. Leiboviei**

AHRENDT W. R. : Practica servomecanismelor. (Servomechanism practice), Mc Graw. Hill, New-York.

621.316.7.077.2 :621—526

Lucrarea prezintă un material util în domeniul reglării automate, cuprinzînd circuitele, componentele electrice și mecanice precum și problemele practice întîlnite în proiectarea și întrebuințarea sistemelor de reglare automată.

Cartea cuprinde 18 capitole, un număr de probleme aplicative pe capitole, precum și cîteva anexe.

In capitolul I se prezintă caracterizarea generală a unui servomecanism, indicîndu-se elementele componente, schemele generale și regimul de funcționare.

Capitolul II tratează despre construcția și caracteristicile potențiometrelor folosite în montajele servomecanismelor.

In capitolul următor se expun dispozitivele detectoare de eroare sincrone, expunîndu-se modul de construcție și de funcționare respectiv, precum și erorile introduse în funcționare. Se dau tabele cu caracteristicile unor astfel de dispozitive.

In capitolul IV se tratează problema necesității introducerii a două căi de viteze diferite, pentru măsurarea erorii, indicîndu-se modurile de realizare corespunzătoare, precum și circuitele de sincronizare respective. Demodulatorii și modulatorii folosiți în servomecanismele de curent alternativ se prezintă în capitolul V. Se indică cîteva astfel de montaje : montaje cu vibratori, montaje electronice sensibile la fază și inel.

Capitolul VI tratează diferitele tipuri de rețele folosite în servomecanisme ; rețele de filtraj, rețele de defazare și rețele corectoare, indicîndu-se și caracteristicile de funcționare respective.

In capitolul VII se descriu diverșii amplificatori electronici folosiți în servomecanisme.

Generatorii tachimetrici cu caracteristicile respective de funcționare și utilizare în servomecanisme, precum și servomotoarele de curent alternativ (caracteristici constructive și de funcționare), însoțite de tabele cu caracteristicile tipurilor folosite, formează obiectul următoarelor două capitole.

In capitolul X se tratează construcția și analiza performanțelor amortizorilor pentru introducerea frecărilor viscoase adiționale.

Capitolul XI expune principiul de funcționare, tipuri de montaje folosite, date de proiectare și de construcție referitor la amplificatorii magnetici, iar capitolul următor tratează tipurile de amplificatori rotativi folosiți ; grupul Ward—Leonard, regulexul, rototrolul, amplidina, indicîndu-se funcțiile de transfer și datele de funcționare respective

Capitolul XIII cuprinde studiul sistemelor hidraulice: pompe, supape de control, amplificatori hidraulici, expunîndu-se şi cîteva servomecanisme hidraulice.

In capitolul XIV se expune metoda proiectării servomecanismelor: principiul proiectării, specificarea performanţelor şi alegerea elementelor componente, încercarea preliminară de funcţionare, corectarea performanţelor de funcţionare, încercarea finală.

Capitolul XV cuprinde analiza cîtorva elemente componente ale servomecanismelor şi influenţa acestora asupra performanţelor globale, iar capitolul XVI tratează problemele privind ajustarea elementelor componente ale servomecanismelor în scopul atingerii performanţelor dorite.

In capitolul XVII se tratează problema încercării servomecanismelor indicîndu-se şi dispozitivele şi metodele folosite. iar în ultimul capitol se analizează modul de funcţionare al unui servomecanism tipic şi se expun în detaliu etapele de proiect.

In încheierea lucrării, se indică problemele pe capitole, iar în anexe se dau elementele de teoria servomecanismelor şi cîteva nomograme de calcul.

Prin bogatul material prezentat cartea lui W. Ahrendt constituie o lucrare de informare preţioasă în ceea ce priveşte aspectul tehnic al studiului sistemelor de reglare automată.

Ing. **Gh. R. Ianculescu**

LAJOY M. H.: Sisteme de reglare automată industrială. (Industrial Automatic Controls), Prentice-Hall, New-York, 1954.

621—52 :338.062.18

Lucrarea de faţă constituie o introducere în studiul sistemelor de reglare automată. Fără a se apela la aspectul matematic, decît în ultimele două capitole, se prezintă principiile de reglare automată într-un mod simplu şi imediat accesibil pe baza a numeroase exemple din practică.

In primul din cele douăsprezece capitole ale lucrării se introduce noţiunea de reglare automată. In acest scop, se indică cîteva exemple simple care ilustrează modul de trecere de la controlul manual la legarea automată printr-un sistem de reglare a temperaturii, presiunii, debitului şi nivelului unui lichid.

In capitolele 2, 3, 4 şi 5 se tratează tipurile fundamentale de sisteme de reglare automată. Astfel, se prezintă respectiv sistemele cu control de releu (bi-poziţionale) cu control proporţional, integral şi derivativ. Prezentarea se face cu ajutorul a numeroase exemple simple, după care se completează studiul cu ajutorul diagramelor grafice de funcţionare corespunzătoare.

In capitolul 6 se studiază sistemele de reglare cu control combinat şi anume proporţional şi integral, proporţional şi derivativ, proporţional şi derivativ şi integral. Studiul se face cu ajutorul unor exemple după care se completează cu analiza grafică a funcţionării acestora.

Capitolele următoare 7, 8 şi 9 se preocupă cu studiul diferitelor circuite de control care intervin în sistemele de reglare automată. Se descriu tipuri de circuite de control pneumatice, hidraulice, electrice şi electronice. Expunerea materialului se face în mod metodic, pornindu-se de la cazurile cele mai simple (sisteme cu reglare bipoziţională) şi tratîndu-se apoi cazurile mai complicate (sisteme cu control proporţional şi derivativ şi integral).

In capitolul 10 se descriu unele aplicaţii în industrie ale sistemelor studiate anterior. Se dau astfel exemple de sisteme de reglare automată din industria ceramică, chimică, alimentară şi textilă.

Ultimele două capitole ale cărţii sînt consacrate tratării matematice a sistemelor de reglare automată.

In acest scop se stabilesc ecuaţiile diferenţiale ale sistemelor cu o singură capacitate, cu două şi trei capacităţi, după care se studiază din punct de vedere matematic, cu ajutorul ecuaţiilor diferenţiale stabilite, tipurile de sisteme fundamentale.

In încheiere se atacă problema stabilităţii sistemelor, care se tratează cu ajutorul ecuaţiile diferenţiale.

Inafară de materialul teoretic, se includ în cartea şi unele probleme aplicative, împărţite pe capitole.

Prin faptul că prezentarea materialului este realizată în mod intuitiv, fără a se apela decît foarte puţin la aspectul matematic, precum şi prin faptul că se dau multe exemple din practică, lucrarea constituie un studiu introductiv adecvat pentru domeniul reglării automate, dar în acelaşi timp şi o lucrare informativă foarte preţioasă pentru specialişti.

Ing. **Gh. R. Ianculescu**

Pentru a veni în sprijinul cititorilor din întreaga ţară, lucrători de pe şantierele de construcţii, din întreprinderi, din agricultură, instituţii economice, administrative, sanitare, de învăţămînt etc. — care doresc să-şi procure cărţile de care au nevoie, a luat fiinţă în Bucureşti

LIBRĂRIA „CARTEA PRIN POŞTĂ"

Adresîndu-vă Librăriei „Cartea prin poştă" *puteţi obţine contra ramburs lucrări din orice domeniu de activitate.*

Pentru a vă informa asupra lucrărilor care vă interesează, cereţi la „Cartea prin poştă" *Bucureşti, B-dul Schitu Măgureanu Nr. 6 sau oricărei alte librării din ţară, liste de cărţi noi apărute.*

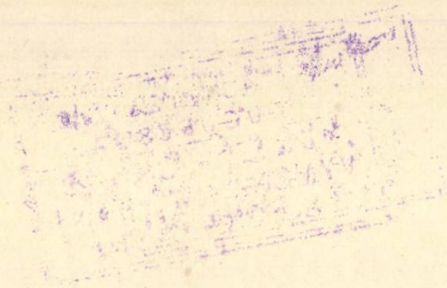
Librăria „Cartea prin poştă" *răspunde la toate comenzile primite.*

„REVISTA ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice şi al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. • Redacţia: Bucureşti str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon: 3.57.28 şi 3.07.30. Administraţia şi Casieria Calea Victoriei nr. 118. Raion I. V. Stalin. • Revista este editată de „ASIT" • Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale, de la oraşe şi sate prin factorii poştali, la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *sediul redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3.*

Tarif pentru întreprinderi lei 96 anual; • Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri lei 30 anual; • Preţul unui exemplar 5 lei.

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăseseu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Androneseu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avrameseu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleț,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**



E 2040

R

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
OBMEH - ÇMEHA
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMENA

4 doru

REFERAT

11

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

E. Hoppe : Eroarea introdusă de rezistenţa de reglaj, la alimentarea punţilor Wheatstone neechilibrate de la surse cu tensiune variabilă. 485

L. Fihman : Unele aspecte ale conductibilităţii electrice ale dielectricilor lichizi. 489

M. Vasiliu şi *R. Untu* : Studiul proprietăţilor fizico-mecanice a unor conductori de cupru şi bimetalici. 496

R. Stere, M. Birnbaum şi *I. Leibovici* : Osciloscop catodic pentru studiul impulsurilor (Sincroscop) 502

N. Vîlcov : Distorsiunile neliniare datorită regimului tranzitoriu în amplificatorii clasă B. 508

H. Herşcovici : Cu privire la funcţionarea oscilatorilor RC, cu defazare la frecvenţe înalte. . . 513

DOCUMENTARE 522

CRONICA 531

СОДЕЖАНИЕ

Стр.

Э. Хопне : Погрешность введенная регулируемым сопротивлением неуравновешенных мостов Уйтсон питаемых от источников переменного напряжения 485

Л. Фихман : Некоторые вопросы электрической проводимости жидких диэлектриков . 489

Л. Василиу и Р. Унту : Анализ физических и Механических характеристик некоторых электрических проводников 496

Р. Стере, М. Бирнбаум и И. Лейбович : Катодный осциллоскоп для изучения импульсов (синхроскоп) 502

Н. Вылков : Нелинейные искажения обусловленные переходным процессом в усилителях класса Б 502

Х. Хершкович : К работе колебательных контуров RC со сдвигом фаз на высоких частотах 508

ДОКУМЕНТАЦИЯ 522

ХРОНИКА 531

SOMMAIRE

Page

E. Hoppe : L'erreur introduite par la résistance de réglage lors de l'alimentation de sources à tension variable des ponts Wheatstone non-equilibrés 485

L. Fihman : Quelques aspects de la conductibilité électrique des diélectriques liquides . . . 489

M. Vasiliu et *R. Untu* : L'étude des propriétés physico-mécaniques de certains conducteurs de cuivre et bimétalliques 496

R. Stere, M. Birnbaum et *I. Leibovici* : Oscilloscope cathodique pour l'étude des impulsions (synchroscope) 502

N. Vîlcov : Les distorsions nonlinéaires dues au régime transitoire dans les amplificateurs de la classe B 508

H. Herscovici : Au sujet du fonctionnement des oscillateurs RC avec déphasage en haute fréquence 513

DOCUMENTATION 522

CHRONIQUE. 531

INHALT

Seite

E. Hoppe : Der durch den Regelwiderstand verursachte Messfehler bei Speisung der nicht abgeglichenen Wheatstone—Brüeke mit veränderlicher Spanung 485

L. Fihman : Einige Aspekte des Leitvermögens flüssiger Dielektrika. 489

M. Vasiliu und R. Untu : Das Studium der physikalischen und mechanischen Charakteristiken einger elektrischer Leiter. 496

R. Stere, M. Birnbaum u. I. Leibovici : Der Kathodenoszillograph für das Studium der Impulse (Syncroscop). 502

N. Vîlcov : Nichtlineare Verzerrungen in Folge der Übergangsbetriesbsbedingungen bei den Verstärkern der B-Klasse. 508

H. Herşcovici: Der Betrieb von RC-Oszillatoren mit Phasenverschiebung, bei Hochfrequenz 513

DOKUMENTIERUNG 522

CHRONIK 531

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 11
NOEMBRIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Mészeti Könyvtár TULAJDONA

Eroarea introdusă de rezistența de reglaj la alimentarea punților Wheatstone neechilibrate de la surse cu tensiune variabilă

Ing. E. HOPPE

621.317.733.088.2

Se tratează o eroare sistematică, în general neglijată, care totuși poate micșora considerabil precizia măsurătorilor. Pe baza unei demonstrații originale se indică mijloace practice pentru reducerea erorii la o valoare neînsemnată, fără urcarea costului inițial al aparatajului respectiv.

La măsurarea electrică a mărimilor neelectrice după metoda punții Wheatstone neechilibrate, un traductor transformă variațiile mărimilor neelectrice în variații de rezistență ale unui braț (fig. 1, rezistența R_1) în timp ce toate celelalte rezistențe (R_2, R_3, R_4, R_i) rămîn constante iar citirea

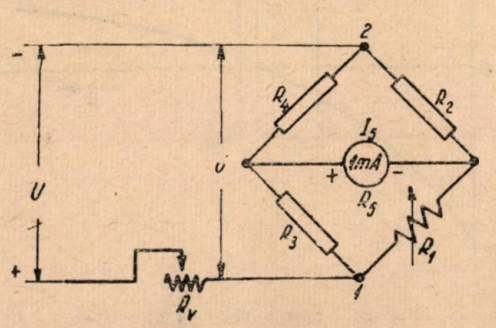


Fig. 1. Punte Wheatstone neechilibrată alimentată de la o sursă de tensiune de c.c variabilă.

se face la miliampermetrul R_5 (etalonat în unități ale mărimii de măsurat) după formula :

$$I_5 = \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_5(R_1+R_2)\,(R_3+R_4)+R_1R_2\,(R_3+R_4)+R_3R_4.\,(R_1R_2)} = u.F \qquad (1)$$

în care I_5 și R_1 sînt valorile maximale respective. Din această expresie se determină u care trebuie să fie constant.

Condiția $u = \text{const}$ poate fi îndeplinită în cazul alimentării punții de la rețea printr-un stabilizator de tensiune, fără nici-o rezistență de reglaj R_v în serie. Insă, la alimentarea punții de la o baterie de acumulatori, trebuie ca U_{min} să fie egal cu u, iar pentru $U_x > u$ se intercalează o rezistență variabilă de reglaj R_v, care să asigure tensiunea u la bornele diagonalei de alimentare a punții. Notînd rezistența totală a punții (între 1 și 2) cu R, rezultă că :

$$R_v = \frac{U-u}{u} \cdot R. \qquad (2)$$

Reglarea valorii rezistenței R_v pentru diferite tensiuni de alimentare U se face practic în felul următor : Aparatul conține o rezistență etalon R_{1r}, care se intercalează în punte în locul rezistenței variabile R_1 (a traductorului). R_{1r} determină o valoare F_r și o valoare R_r. Cînd i_5 este constant (reper pe cadranul instrumentului de măsură) pentru orice valoare U, atunci și tensiunea punții u este constantă, după cum rezultă din formula (1) și puntea se consideră pregătită pentru măsurat diferite valori R_1.

Insă, de fapt, pentru orice valoare $R_1 \neq R_{1r}$ și în consecință $R \neq R_r$ se introduce o eroare absolută ε. Din (2) rezultă :

$$u = \frac{R}{R+R_v} \cdot U \qquad (3)$$

iar substituindu-se această valoare în (1), se obține :

$$(i_5)_U = \frac{R}{R+R_v}\,U \cdot F \neq i_5 = \frac{R_r}{R_r+R_v}\,U \cdot F = u_r \cdot F.$$

Pentru $R \cong R_r$ rezultă $(i_5)_U \leqq i_5$. Figurile 2, *a* și 2, *b* arată eroarea $\varepsilon = f(R)$ și citirile eronate la alimentarea cu U, cînd etalonarea scării s-a făcut la u_r.

Firește, cînd etalonarea se face la tensiunea U, eroarea dispare, intrînd în etalonare rămînînd numai neliniaritatea scării.

Deoarece punțile Wheatstone neechilibrate produc conform formulei (1) o neliniaritate inversă (înghesuirea subdiviziunilor pentru deviații mai mari ale indicatorului) practic de vreo

10—15%, alimentarea cu $U > u$ (prin R_v) este un mijloc pentru compensarea acestei neliniarități.

Insă, U este variabil între anumite limite care la rîndul lor depind de felul sursei, baterie sau acumulator (de plumb sau alcalin), iar

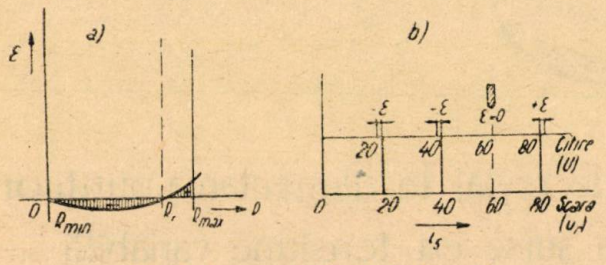


Fig. 2. Eroarea rezistenței de reglaj.

la acumulatori și de felul încărcării (tampon sau fără debitare). Așadar eroarea rezistenței de reglaj este de neînlăturat și se pune problema limitării ei la o valoare minimă prin :

— stabilirea poziției optime pentru reperul de pe cadranul instrumentului, cu ajutorul căruia se face reglarea rezistenței R_v;

— stabilirea tensiunii optime de alimentare;

— stabilirea tensiunii optime pentru etalonare;

— alegerea montajului adecvat, cu prescripții de deservire corespunzătoare.

1. Reperul de pe cadran. Se presupune că etalonarea scării s-a făcut cu tensiunea u_r și $R_v = 0$, alimentarea se face cu tensiunea U, iar R_v s-a determinat după formula (2) din R_r, astfel că eroarea se repartizează pe scară după cum arată fig. 2. Substituind valoarea pentru R_v în formula (3) obținem pentru tensiunea la bornele diagonalei de alimentare ale punții $u = f_1(R)$

$$u = \frac{R}{R+R_v} \cdot U = \frac{R}{R + \frac{U-u_r}{u_r} R_r} \cdot U =$$

$$= \frac{R \cdot U \cdot u_r}{R_r U + (R - R_r) u_r} \qquad (4)$$

și pentru curentul $(i_5)_U = f_2(R)$:

$$(i_5)_U = u \cdot F = \frac{R \cdot U \cdot u_r}{R_r U + (R - R_r) u_r} \cdot F. \qquad (5)$$

Prin urmare, eroarea absolută $\varepsilon = (i_5)\, U - i_5$ pentru un punct oarecare al scării, determinat prin $R = f(R_1)$ este :

$$\varepsilon = (i_5)_U - i_5 = \frac{R U u_r \cdot F}{R_r U + (R - R_r) u_r} - u_r \cdot F =$$

$$= \left[\frac{R \cdot U}{R_r U + (R - R_r) u_r} - 1 \right] u_r \cdot F = \frac{(R - R_r) \cdot (U - u_r)}{R_r U + (R - R_r) . ur} u_r F =$$

$$= p \cdot u_r F \cdot \qquad (6)$$

Factorul $p = \varepsilon / u_r F = [(i_5)_U - i_5] / i_5 = \Delta i_5 / i_5$ este eroarea relativă, care poate fi exprimată prin :

$$p = \frac{1}{A + B \frac{1}{x-1}}, \text{ unde } A = \frac{u_r}{U - u_r} ; \; B =$$

$$= \frac{U}{U - u_r} ; \quad x = \frac{R}{R_r} \qquad (7)$$

p își schimbă semnul în funcție de x. Cînd $x \lessgtr 1$, rezultă $p \lessgtr 0$. Fig. 3 arată curba $p = f(x)$. Practic $(R_{max} - R_{min})/R_r \leqslant 0{,}1$ și curbura în jurul punctului $(R_r, 0)$ este mică. De aceea curba se poate înlocui cu tangenta

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{B}{[A(x-1) + B]^2} .$$

$$\left(\frac{\partial p}{\partial x} \right)_{x = R_r} = \frac{1}{B} = \frac{U - u_r}{U} . \qquad (8)$$

Presupunîndu-se în prima aproximație o scară

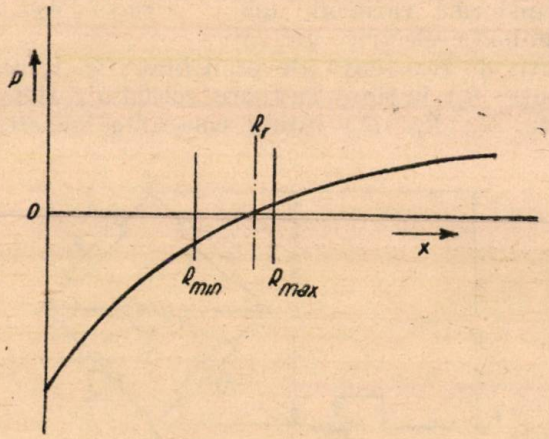


Fig. 3. Eroarea relativă $p = f(x)$.

liniară a instrumentului în punte, rezultă pentru eroarea absolută :

$$\varepsilon = (i_5)_U - i_5 = p \cdot u_r \cdot F = y_1 \cdot y_2$$

în care

$$y_1 = f_1(x) = f_1(R - R_{min}) \text{ și } y_2 = f_2(x) = f_2(R - R_{min}).$$

$y_1 = ax - b$ unde $a = \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{R_r} = \frac{1}{B \cdot z \cdot \Delta}$ deoarece tangenta din formula (8) se modifică cu trecerea de la abscisa $x = \frac{R}{R_r}$ la abscisa $x = R$, iar $b = R_r \cdot a = \frac{1}{B}$.

$y_2 = A \cdot x = \frac{I_5}{\Delta} \cdot x$, unde, de exemplu, I_5

= 0,001 A pentru un miliampermetru de 1 mA. Prin urmare rezultă :

$$\varepsilon = y_1 \cdot y_2 = (ax - b) \cdot Ax = \left(\frac{1}{B \cdot z\Delta} \cdot x - \frac{1}{B}\right)\frac{I_5}{\Delta} \cdot x \cdot \qquad (9)$$

Din anularea derivatei $\frac{\partial \varepsilon}{\partial x}$ rezultă abscisa pentru $-\varepsilon_{max}$ la $x_{min} = \frac{z\Delta}{2}$, iar prin substituirea acestei valori în formula (9) se obține :

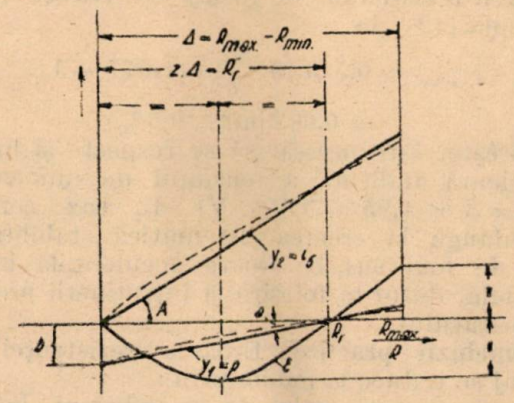


Fig. 4. p, i_5 și ε în funcție de R.

$$-\varepsilon_{max} = \frac{1}{4} \cdot \frac{z}{B} I_5. \qquad (10)$$

Evident poziția optimă pentru reperul de pe cadranul instrumentului va fi aceea pentru care :

$$-\varepsilon_{max} = (\varepsilon)_{x=\Delta}, \text{ adică}$$

$$\frac{1}{4} \cdot \frac{z}{B} \cdot I_5 = \left(\frac{1}{B \cdot z\Delta} \cdot \Delta - \frac{1}{B}\right)\frac{I_5}{\Delta} \cdot \Delta =$$

$$= \frac{1}{B}\left(\frac{1}{z} - 1\right) I_5$$

$$\frac{z}{4} = \frac{1}{z} - 1 \qquad z^2 + 4z - 4 = 0$$

$$z = 2[-1 (\pm) \sqrt{2}] = 0{,}83.$$

Valoarea găsită pentru z este independentă de I_5 (instrument), de Δ (parametrii punții de măsurat) și de B (tensiunea de alimentare și R_g).

Intrucît în realitate funcțiile $p = f(R)$ și $i_5 = f(R)$ nu sînt liniare ci au alura curbelor punctate din fig. 4, pentru a se afla exact valoarea z pentru un montaj dat este necesar a se înlocui dreptele $y_1 = f_1(x)$ și $y_2 = f_2(x)$ cu curbele determinate prin expresiile (8) și (1), substituindu-se într-una din ele R_1 în loc de R (sau invers) și a repeta calculul erorii absolute ε analog cu formula (9) ș.a.m.d. Deoarece în aceste expresii intră toți parametrii montajului, calculele devin greoaie iar valoarea reală z nu mai este o constantă. Întrucît, însă, curbele i_5 și p coincid aproximativ cu dreptele considerate mai sus, poziția optimă pentru reperul de pe cadran diferă puțin de la caz la caz și se situează practic la aproximativ $z = 0{,}75$.

Eroarea rezistenței de reglaj pentru un instrument de I_5 etalonat la tensiunea u_r, alimentat la tensiunea U este după formula (10)

$$\varepsilon = \frac{z}{4} \cdot \frac{I_5}{B} = 0{,}19 \; I_5 \frac{U - u_r}{U} \qquad (11)$$

Exemplul 1 : $I_5 = 0{,}001$ A, $u_r = 4{,}2$ V, $U = 3 \times 2{,}7 = 8{,}1$ V

$\varepsilon = 19 \cdot 10^{-5} \frac{8{,}1 - 4{,}2}{8{,}1}$ A = 0,091 mA (9,1 %). Eroarea $\varepsilon = -9{,}1$ % va apare la circa 0,4 mA, iar eroarea + 9,1 %, se va produce la finele scării (1,0 mA).

II. **Tensiunea de alimentare**. Pentru un instrument dat $0{,}19\, I_5 = k = \text{const}$, iar $\varepsilon = k \frac{U - u_r}{U}$

Fig. 5 arată la scara $1/k$ curba $\varepsilon = f(U)$ care este o hiperbolă.

Din formula (11) rezultă că eroarea ε crește cu tensiunea de alimentare U, tinzînd spre $\varepsilon = 19$ % pentru $U \to \infty$. Exemplul 1 arată că în condițiile presupuse chiar pentru minimul

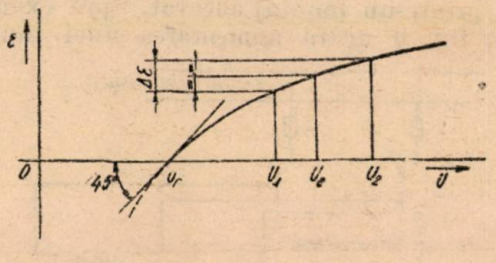


Fig. 5. $\varepsilon = f(U)$.

de elemente de acumulator (3) eroarea ar atinge o valoare prohibitiv de mare.

III. **Tensiunea de etalonare**. Cu totul alta este situația cînd etalonarea se face cu tensiunea de alimentare.

Fie U_1 și U_2 limitele între care variază tensiunea de alimentare.

Cînd etalonarea se face la U_1 sau U_2, eroarea introdusă de rezistența de reglaj este numai $\Delta\varepsilon$ (fig.5). Notîndu-se $U_2 = a \cdot U_1$ se obține :

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_2 - \varepsilon_1 = k\left(1 - \frac{u_r}{U_2}\right) - k\left(1 - \frac{u_r}{U_1}\right),$$

sau

$$\Delta\varepsilon = k \frac{u_r}{U_1}\left(1 - \frac{1}{a}\right) = k \cdot \frac{u_r}{U_2}(a - 1) \qquad (12)$$

Eroarea crește cu variația maximă a tensiunii de alimentare (termenul a), însă descrește cu mărirea tensiunii de alimentare, tinzînd spre $\varepsilon = 0$ pentru $U \to \infty$. Insă, atît costul inițial cît și costul de exploatare limitează U.

Exemplul 2 : $I_5 = 0{,}001$ A, $u_r = 4{,}2$ V, $U_1 = 3 \times 1{,}95 = 5{,}85$ V : $U_2 = 3 \times 2{,}7 = 8{,}1$ V, prin urmare $a = 1{,}38$. Din formula (12) rezultă :

$$\Delta\varepsilon = 0{,}19 \frac{4{,}2}{8{,}1} (1{,}38 - 1) = 0{,}0375 \; (3{,}75\,\%).$$

Eroarea rezistenței de reglaj se poate reduce la $\varepsilon_{minim} = \frac{\Delta\varepsilon}{2}$, făcîndu-se etalonarea scării la o tensiune U_e situată între U_1 și U_2 (fig. 5), care rezultă din :

$$\varepsilon_2 - \varepsilon_{minim} = \varepsilon_{minim} - \varepsilon_1$$

$$k\left(1-\frac{u_r}{U_2}\right)-k\left(1-\frac{u_r}{U_e}\right)=k\left(1-\frac{u_r}{U_e}\right)-k\left(1-\frac{u_r}{U_1}\right)$$

$$U_e = \frac{2 \cdot U_1 U_2}{U_1 + U_2} \qquad (13)$$

Așadar tensiunea optimă (U_e) pentru etalonarea scării este media armonică între valorile limită ale tensiunii de alimentare pentru puntea de măsurat.

Exemplul 3 : $I_5 = 0{,}001$ A, $u_r = 4{,}2$ V, $U_1 = 5{,}85$ V, $U_2 = 8{,}1$ V, ($a = 1{,}38$)

$$U_e = \frac{2 \cdot 5{,}85 \cdot 8{,}1}{5{,}85 + 8{,}1} = 6{,}8 \text{ V}$$

$$\varepsilon_{minim} = 0{,}5 \cdot 0{,}19 \frac{4{,}2}{8{,}1}(1{,}38 - 1) = 0{,}0187 \text{ mA } (1{,}87\%).$$

IV. **Considerații asupra montajului.** Din formula (12) reiese că valoarea termenului a are o influență foarte mare asupra erorii rezistenței de reglaj. Un a mic se poate asigura în primul rînd printr-un montaj adecvat. Spre exemplificare, fig. 6 arată alimentarea unei punți de

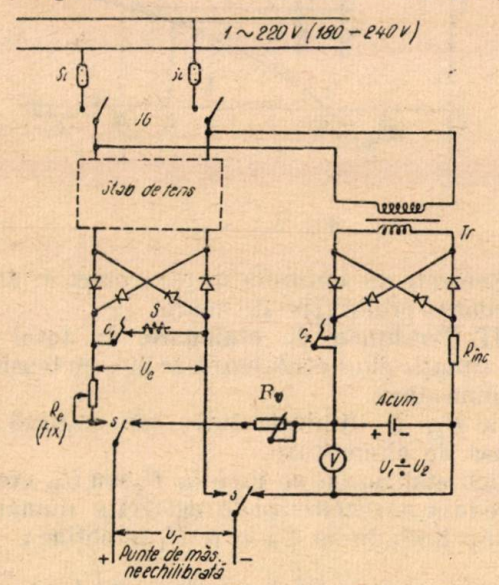


Fig. 6. Alimentarea de la rețea (c.a.) prin stabilizator de tensiune, cu trecere automată și facultativă la alimentarea de la o baterie de acumulatori.

măsurat neechilibrate atît de la rețeaua de c.a., prin stabilizator de tensiune, cît și de la o baterie de acumulatori, încărcată de la rețea.

Normal releul S este atras și alimentarea punții se face de la rețea. Cînd alimentarea de la rețea se întrerupe, cade releul S și contactele lui s trec alimentarea în mod automat la bateria de acumulatori. La apăsarea cheii C dacă contactul c_2 nu ar fi fost prevăzut (fiind înlocuit printr-o conexiune permanentă), erorile introduse de rezistența de reglaj ar putea să fie cele calculate în exemplele 1, 2 și 3, deoarece consumul punții este foarte mic (de exemplu 30 mA).

Insă, cînd contactul c_2 este intercalat, tensiunea U_2 nu poate să întreacă niciodată $3 \times 2{,}1 = 6{,}3$ V. Prin urmare $a = \frac{6{,}3}{5{,}85} = 1{,}077$, iar cînd etalonarea scării se face la tensiunea optimă de alimentare

$$U_e = \frac{2 \cdot 5{,}85 \cdot 6{,}3}{5{,}85 + 6{,}3} = 6{,}07 \text{ V},$$

eroarea rezistenței de reglaj se reduce după formula (12) la

$$\varepsilon_{minim} = 0{,}5 \cdot 0{,}19 \frac{4{,}2}{6{,}3}(1{,}077 - 1) = 0{,}005 \text{ mA } (0{,}5\%).$$

Firește, este necesar să se respecte și limita inferioară indicată a tensiunii de alimentare ($U_1 = 3 \times 1{,}95 = 5{,}85$ V). In caz contrar se adaugă la eroarea sistematică stabilită în cele de mai sus, o eroare accidentală incalculabilă, datorită folosirii și întreținerii proaste a aparatului.

Concluzii practice. Eroarea rezistenței de reglaj se reduce la minim prin :

a) trasarea reperului de pe cadranul instrumentului (pentru potrivirea rezistenței R_θ) la 75% din deviația maximă a indicatorului ;

b) alegerea unei tensiuni de alimentare mare (în limite economice.) ;

c) etalonarea scării instrumentului la o tensiune care să fie media armonică a limitelor între care variază tensiunea de alimentare ;

d) luarea tuturor măsurilor, care micșorează raportul între limitele tensiunii de alimentare (montaj, prescripții de deservire și întreținere).

Eroarea rezistenței de reglaj, cînd nu se ia în seamă, poate căpăta valori neobișnuit de mari, însă poate fi combătută ușor și redusă la o valoare infimă, fără mărirea costului inițial.

**

ПОГРЕШНОСТЬ ВВЕДЕННАЯ РЕГУЛИРУЕМЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ НЕУРАВНОВЕШЕННЫХ МОСТОВ УИТСОН ПИТАЕМЫХ ОТ ИСТОЧНИКОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Резюме

Анализируется систематическая погрешность, вообще пренебрегаемая, но которая может значительно уменьшать точность показаний. На основе оригинального доказательства указываются практические способы уменьшения погрешности до незначительной величины, без увеличения стоимости данного прибора.

**

DER DURCH DEN REGELWIDERSTAND VERURSACHTE MESSFEHLER BEI SPEISUNG DER NICHT ABGEGLICHENEN WHEATSTONE-BRÜCKE MIT VERÄNDERLICHER SPANNUNG.

Zusammenfassung

Es wird ein systematischer Fehler behandelt, der im allgemeinen vernachlässig — die Genauigkeit der Messungen erheblich beeinträchtigen kann. Auf Grund einer originellen Darstellung werden praktische Mittel angegeben, die gestatten, den Fehler auf einen unbedeutenden Wert herabzusetzen ohne den Anschaffungspreis der betreffenden Apparate zu erhöhen.

Unele aspecte ale conductibilității electrice a dielectricilor lichizi

Ing. L. FIHMAN

621.315.615 :537.311.35

Se analizează unele aspecte ale conductibilității ionice și cataforetice ale lichidelor dielectrice și anume factorii care contribuie la crearea acestei conductibilități. Se arată metoda de predeterminare a valorii conductibilității în domeniul de aplicare a legii lui Ohm, cînd sînt prezenți în lichid numai ionii și în prezența particulelor coloidale purtătoare de sarcini. În încheiere se arată anomalia care se observă prin descreșterea curentului cu timpul.

Într-un articol precedent [1] ne-am ocupat de conductibilitatea electrică a aerului, considerat ca dielectric cel mai caracteristic al gazelor. Am văzut că în cîmpuri electrice slabe și medii, conductibilitatea aerului este de natura ionică, devenind electronică în cîmpuri puternice. Sau reprodus unele metode de predeterminare a valorilor conductibilității ionice și electronice a aerului. Aceste metode folosesc drept bază de calcul constantele moleculare ale aerului, ca energie de ionizare a componenților aerului, liberul parcurs, mobilitatea ionilor formați etc.

In prezentul articol s-a căutat să se extindă studiul conductibilității electrice a fluidelor dielectrice la lichide dielectrice păstrîndu-se aceleași baze. Problema este însă mai complexă decît la gaze, dintr-o serie de cauze de care ne ocupăm mai jos.

1. **Conductibilitatea ionică a dielectricilor lichizi.** Cercetările experimentale ale conductibilității electrice [2] au arătat că corpurile compuse, începînd chiar cu cele mai puțin complexe, în stare lichidă sau amorfă, nu au conductibilitatea electronică. In schimb, ele se supun legilor lui Faraday (privind transportul curentului prin ioni) chiar în domeniul cîmpurilor intense, cînd nu mai sînt supuse legii lui Ohm.

Conductibilitatea electrică a lichidelor are, deci, un caracter ionic. Ea este de natura ionică propriu-zisă cînd purtătorii de sarcini sînt ioni troveniți din disocierea lichidului sau a impurităților conținute în el; cînd purtătorii de sarcini sînt particule mai mari (de dimensiuni coloidale) conductibilitatea are un caracter electroforetic (cataforetic).

Formula generală a conductibilității ionice se aplică și lichidelor

$$\varkappa = q\, n_0\, (u^+ + u^-) \approx q\, n_0\, u \qquad (1)$$

în care q este sarcina ionilor formați în lichid, n_0 — numărul total de ioni într-o unitate de volum, iar u, u^+ și u^- — mobilitățile respective ale ionilor, totală, a celor pozitivi și a celor negativi.

Calculul conductibilității la diferite cîmpuri (E) și temperaturi (t) constă deci în stabilirea valorii n_0 și u și a legii variației funcțiilor $n_0 = f(t)$ și $n_0 = f(E)$ respectiv $u = f(t)$ și $u = f(E)$.

Experimental s-a stabilit că conductibilitatea dielectricilor lichizi depinde de:

a) structura moleculelor, mai mult sau mai puțin polară;

b) gradul de puritate a lichidului;

c) vîscozitatea lichidului.

Primele două, determină în esență numărul ionilor n_0 care se formează în unitatea de volum a dielectricului lichid, iar ultimul factor determină mobilitatea u a acestor ioni.

Inainte de a trece la studiul legilor conductibilității lichidelor se vor caracteriza acești trei factori:

a) Caracterizarea lichidelor nepolare și polare se poate face în mai multe feluri. Ne vom opri numai la unele aspecte.

O trăsătură importantă a lichidelor nepolare este asemănarea lor din punct de vedere al interacțiunii moleculare, cu gazele. Intr-adevăr, ele pot fi privite ca gaze foarte comprimate, care, prin variația adecvată a temperaturii, au trecut din starea gazoasă în starea lichidă. Interacțiunea moleculelor în cadrul grupărilor instantanee este neglijabilă deoarece ele nu posedă momente electrice permanente.

Situația se schimbă în cazul lichidelor cu moleculele polare, deoarece dipolii creează forțe intermoleculare destul de puternice. Se pot observa în structura lichidului chiar forme cuasi-cristaline, care se manifestă prin tendința de așezare mai mult sau mai puțin ordonată a moleculelor, bineînțeles variabilă în timp și spațiu.

Deci, prima clasificare a celor două grupe de lichide este cea în lichide neasociate și asociate [3].

Pentru a putea face o distincție între cele două configurații ale lichidelor, o indicație prețioasă ne dă legea lui Trouton al cărei enunț este următorul: la presiunea atmosferică raportul dintre căldura de vaporizare Q_v a unui mol gram de substanța lichidă și temperatura sa absolută de fierbere T_f este egal cu 21,5 kcal/grad. Experiența arată că această lege se aplică numai lichidelor asimilabile gazelor foarte comprimate (lichide neasociate). Pentru lichidele cuasi cristaline (lichide asociate) această stare trebuie distrusă în vederea vaporizării și acest fapt necesită un aport suplimentar de energie care se traduce printr-o creștere a căldurii de

vaporizare. Aceste corpuri au deci o valoare mai mare a raportului $\frac{Q_v}{T_f}$.

Pentru exemplificare, în tabela 1 sînt date valorile raportului $\frac{Q_v}{T_f}$, pentru două lichide nepolare și două lichide polare.

Tabela 1

Lichidul	Căldura de vaporizare Q_v cal/mol	Temperatura (absoluta) de fierbere T_f °K	Raportul $\frac{Q_v}{T_f}$ $\left[\frac{\text{cal}}{^\circ K}\right]$
Sulfura de carbon (CS_2)	6 500	319	21
Benzen (C_6H_6)	7 350	353	20,8
Alcool etilic (C_2H_5OH)	9 550	351	27,2
Apa (H_2O)	9 700	353	26

Din tabela 1 se vede că numai primele două lichide satisfac legea lui Trouton. Ultimele două care conțin grupuri polare OH, au valori mai mari ale raportului $\frac{Q_v}{T_f}$, ceea ce indică tendința lor spre structura cuasi-cristalină.

Un alt sistem de clasificare a lichidelor nepolare și polare este după mărimea constantei dielectrice relative ε_r a lichidului [4]. Astfel:

1. Dielectrici nepolari sînt considerați acei care au $\varepsilon_r = 1{,}9 \ldots 2{,}3$ și sînt constituiți, mai ales, din uleiuri minerale (de transformatori, de vaselină etc.).

2. Dielectricii slab polari au $\varepsilon_r = 3 \ldots 6$; la acest ulei aparțin: uleiul de in, ulei de ricin, sovol etc.

3. Dielectricii foarte polari $\varepsilon_r = 10 \ldots 90$, la acest tip aparținînd apa, alcoolul ș.a.; aceste lichide nu pot fi considerate, din punct de vedere tehnic, drept dielectrici, însă influența lor trebuie luată în considerație, cînd ele sînt prezente în dielectric, ceea ce, în cazul apei, are loc foarte des.

b) Al doilea factor important al conductibilității electrice a lichidului este gradul de puritate; se știe că în practică, lichidele sînt rareori pure, ele conțin în general impurități, datorită proprietății lichidelor de a dizolva sau de a disocia alte corpuri, gazoase, lichide sau solide. Aceste impurități conținute în lichide sub forma dispersată de soluții, suspensii sau emulsii cînd au structura polară, influențează numărul de ioni care participă la curentul de conducție.

Lichidele nepolare bine purificate au o conductibilitate electrică foarte mică, de ordinul 10^{-18} Ω^{-1} cm^{-1}. Conductibilitatea acestor lichide, nedisociabile în ioni, este datorită urmelor de impurități ionice sau impurităților mecanice în suspensie (conductibilitate cateforetică) conținute în ele.

Lichidele slab polare, chiar după purificare, au o conductibilitate de circa 1 000 ori mai mare decît a lichidelor nepolare ($\chi = 10^{-15}\Omega^{-1}$ cm^{-1}) deoarece, înafară de impuritățile ionice conținute, participă la procesul de conductibilitate și ionii proprii ai lichidului, formați prin disocierea moleculelor polare.

Lichidele foarte polare, disociindu-se ușor în ioni și mărind gradul de disociere a impurităților din cauza constantei dielectrice mari, au o conductibilitate mare, neputînd fi utilizați ca dielectrici.

In tabela 2 sînt date valorile conductibilității electrice a lichidelor, caracteristice celor trei tipuri. Se poate observa că impuritățile au o influență foarte mare asupra valorii conductibilității, astfel că pentru un dielectric lichid tehnic conductibilitatea electrică nu poate constitui o constantă a materialului.

c) Un alt factor fizic foarte important de care este legată conductibilitatea electrică a lichidelor este viscozitatea.

I. Frenkel [5] leagă conductibilitatea electrică cu difuzia, admițînd o cauză comună a celor două fenomene și anume mișcarea termică a particulelor.

Tabela 2

Conductibilitatea electrică a lichidelor pure și impure (după M. M. Mihailov [4])

Tipul dielectricului	Denumirea lichidului	Temperatura °C	ε	χ Ω^{-1} cm^{-1}	Gradul de puritate
Nepolar	Ulei de transformator	80	2,2	$0{,}5.10^{-12}$	nepurificat
	Idem	80	2,1	2.10^{-15}	simplu purificat
	Idem	80	2,1	$0{,}5.10^{-15}$	dublu purificat
	Idem	20	2,1	10^{-18}	idem cu purificare electrică ulterioară
	Ulei silicon	20	2,4	10^{-14}	nepurificat
Slab polar	Sovol	80	5,5	10^{-11}	tehnic
	Ulei de ricin	20	4,5	10^{-12}	tehnic
	Ulei de ricin	100	—	10^{-8}	tehnic
Foarte polar	Apa	20	82	10^{-7}	Distilată în mod special
	Alcool etilic	20	25,7	10^{-8}	Pur

El presupune că în lichide, ca şi în corpuri solide, moleculele oscilează în jurul unor centre de echilibru. Datorită repartiţiei statistice a energiei între toate moleculele, unele din ele posedă energia suficientă pentru a trece într-o altă stare de echilibru (a trece bariere de potenţial). Numai această parte a moleculelor asigură curgerea lichidului.

Intr-un corp solid, salturile atomilor unitari sau a moleculelor unitare, determină difuzia lor. In lichide deplasarea moleculelor se face, mai ales, prin regruparea unor grupe elementare de molecule.

In teoria sa asupra vîscozităţii lichidelor, I. Frenkel introduce şi ideea existenţei unui mecanism de relaxare în deformările plastice ale lichidului.

Din punct de vedere macrofizic, vîscozitatea lichidelor poate fi definită ca rezistenţa pe care o opune lichidul la deplasarea unui strat al lichidului faţă de celălalt.

Vîscozitatea lichidului se deduce [4] deci din determinarea forţei F care trebuie aplicată suprafeţei (1 cm^2) unui strat lichid (de grosime dy) pentru a mişca acest strat faţă de stratul adiacent cu o anumită viteză dv, ceea ce se poate exprima prin următoarea relaţie :

$$F = \frac{dv}{dy}\eta. \qquad (2)$$

Coeficientul de proporţionalitate η reprezintă coeficientul de vîscozitate al lichidului. Acest coeficient este legat de constantele microfizice ale moleculelor lichidelor — mobilitatea lor u_m şi distanţa a faţă de moleculele vecine — prin următoarea relaţie :

$$\eta = \frac{1}{u_m a}. \qquad (3)$$

La rîndul ei, expresia mobilităţii moleculelor u_m este dată de relaţia cunoscută din fizica modernă legată de teoria expusă mai sus şi în a cărei demonstrare nu intrăm aici

$$u = \frac{\nu a^2}{6kT} \cdot e^{-\frac{U_0}{kT}} \quad *) \qquad (4)$$

notaţiile fiind cele ale formulei (6), de unde deducem expresia coeficientului de vîscozitate în funcţie de constantele microfizice ale lichidului

$$\eta = \frac{6kT}{a^3} \cdot e^{-\frac{U_0}{kT}} \qquad (5)$$

*) Trecerea unei molecule a lichidului dintr-o poziţie de echilibru într-alta este posibilă numai dacă mişcarea termică îi va comunica o energie suficientă pentru a învinge forţele de coeziune cu celelalte molecule vecine. Această energie este uneori denumită „de alternare", ea se notează cu U_0.

In cazul existenţei ionilor în lichidul considerat, în formula vîscozităţii (3), trebuie să se ţină seama şi de mobilitatea acestor ioni (în proporţie cu numărul acestora în lichid).

Expresia mobilităţii u a ionilor se deosebeşte de cea a moleculelor u_m numai prin sarcina ionului q :

$$u = \frac{\nu q a^2}{6kT} \cdot e^{-\frac{U_0}{kT}} \qquad (6)$$

în care a este distanţa între molecule şi care poate fi asimilată, prin analogie cu gaze, cu parcursul liber; ν — reprezintă frecvenţa oscilaţiilor moleculelor (particulelor) în locul lor de echilibru sub acţiunea agitaţiei termice (dezordonate), $\nu = \frac{kT}{h}$ (kT — energia termică, h — constanta lui Planck) şi este egală cu numărul de încercări ale moleculei de a trece bariera de potenţial U_0, iar $e^{-\frac{U_0}{kT}}$ probabilitatea ca molecula să aibă energia egală sau mai mare decît U_0.

Mobilităţile anionilor şi cationilor pot fi diferite, deoarece energia de activare U_0 este diferită.

In tabela 3 sînt date valorile mobilităţii unor ioni în soluţie apoasă [4].

Tabela 3

Mobilităţile ionilor la 18°C în soluţii apoase

Cationi	$10^{-4}.u^+ \frac{cm/s}{V/cm}$	Anioni	$10^{-4}.u^- \frac{cm/s}{V/cm}$
H^+	33,0	OH^-	18,2
Na^+	4,6	Cl^-	6,85
K^+	6,75	ClO_3^-	6,2
NH^+	6,7	$(COO)_2^{--}$	6,6
Fe^{+++}	4,6	NO_3	6,5

Din tabela 3 se vede că mobilităţile diferiţilor ioni în acelaşi solvent sînt aproximativ egale, cu excepţia ionilor de hidrogen şi hidroxil, ai căror mobilitate mult mai mare nu este încă complet explicată [6].

In tabela 4 s-au reprodus valorile mobilităţii ionilor în soluţii neapoase.

Tabela 4

Mobilităţile ionilor în unele lichide dielectrice (Jaffe)

Lichide	Mobilitatea $u = u^+ + u^-$ $\frac{cm/s}{V/cm}$	Lichide	Mobilitatea $u = u^+ + u^-$ $\frac{cm/s}{V/cm}$
Hexan	$3{,}0.10^{-1}$	Ulei de vaselină	$6{,}0.10^{-5}$
	$u^+ = 1{,}2.10^{-1}$	Ulei de transformator	$9{,}2.10^{-5}$
	$u^- = 1{,}8.10^{-1}$		
Hidrogen sulfurat	$2{,}0.10^{-1}$	Eter petroleic	4.10^{-4}
Tetraclorură de carbon	$6{,}75.10^{-2}$		

In comparaţie cu mobilitatea ionilor în gaze, se poate observa că în lichide nepolare şi puţin

vîscoase (hexan, tetraclorura de carbon) ea este apropiată ca ordin de mărime, devenind din ce în ce mai mică, pe măsura creşterii polarităţii şi vîscozităţii lichidului (apa, ulei de transformator) *).

Din caracterizarea celor trei factori de care depinde conductibilitatea lichidelor, observăm că pe cînd primii doi nu ne pot servi pentru calculul valorii n_0, ultimul, vîscozitatea, respectiv mobilitatea de care este legată, ne poate furniza elemente de calcul.

Introducînd expresia mobilităţii ionilor în lichide în formula conductibilităţii ionice a lichidelor (1) şi avînd în vedere relaţia (3), se obţine:

$$\chi = q\ n_0\ u = \frac{n_0\ q^2}{\eta \cdot a}. \qquad (7)$$

Din expresia (7) a conductibilităţii ionice a lichidelor, se vede că aceasta scade pe măsura creşterii vîscozităţii, iar dacă numărul de ioni n_0 şi sarcina lor q rămîn constante, produsul $\chi\eta$ devine şi el constant (legea lui Walden) [7].

$$\chi\eta = \frac{n_0\ q^2}{a} = \text{const}\ **) \qquad (8)$$

Această lege a fost verificată experimental la o serie de lichide slab polare şi nepolare ca la uleiul de in (Lazarev [8]), uleiul de transformator ş.a. Din tabelele 5 şi 6 se vede că într-adevăr într-un interval de temperatură destul de larg produsul $\chi\eta$ este practic constant (mai puţin constant la uleiul de transformator din cauza impurităţilor) ceea ce poate servi şi ca indice că numărul de ioni care participă la crearea curentului de conducţie rămîne practic constant în acest interval de temperatură. De asemenea se vede că variaţiile cu temperatura a conductibilităţii şi a vîscozităţii se compensează reciproc.

Tabela 5

Conductibilitatea electrică şi viscozitatea uleiului de in la diferite temperaturi

t°C	χ Ω^{-1} cm^{-1}	η poise	$\left(\chi\eta \frac{\text{poise}}{\Omega\ \text{cm}}\right)$
20	$1{,}54.10^{-13}$	550	$8{,}5\ .10^{-11}$
40	$6{,}25.10^{-13}$	135	$8{,}45.10^{-11}$
60	$1{,}8.10^{-12}$	49,5	$8{,}9.10^{-11}$
80	$6{,}0.10^{-12}$	20,0	$1{,}0.10^{-10}$
100	$1{,}1.10^{-11}$	9,1	$1{,}0.10^{-10}$
120	$2{,}28.10^{-11}$	4,5	$1{,}03.10^{-10}$

*) Mobilitatea ionilor în lichide se deosebeşte de cea a gazelor din cauza forţelor intermoleculare. In gaze mişcarea ionilor are loc aproape fără nici o interacţiune între ioni şi molecule, de aceea u depinde numai de timpul parcursului liber şi de raportul sarcinii către masa ionului. Mobilitatea ionului în lichide depinde în schimb de energia necesară trecerii ionului prin bariera de potenţial (adică de energia de activare U_0) care desparte cele două poziţii succesive ale ionului în mişcarea lui.

**) Prezenţa ionilor în lichid micşorează importanţa factorului a (distanţa dintre molecule) din formula (3) deoarece ionii sînt solvataţi şi au aproximativ aceleaşi dimensiuni. În aceste condiţii a poate fi considerat şi el constant.

Tabela 6

Conductibilitatea electrică şi viscozitatea uleiului de transformator la diferite temperaturi

t°C	χ Ω^{-1} cm^{-1}	η poise	$\left(\chi\eta \frac{\text{poise}}{\Omega\ \text{cm}}\right)$
20	$2{,}5.10^{-13}$	0,40	$1{,}0.10^{-13}$
34	7.10^{-13}	0,22	$1{,}54.10^{-13}$
49	$1{,}6.10^{-12}$	0,13	$2{,}08.10^{-13}$
64	$2{,}8.10^{-12}$	0,08	$2{,}25.10^{-13}$
74	4.10^{-12}	0,06	$2{,}40.10^{-3}$

Pe baza datelor mobilităţii nu putem însă calcula conductibilitatea. Acest calcul a fost elaborat de G.I. Scanavi [8], pe o cale indirectă servindu-se de legea variaţiei $\chi = f(t)$.

Variaţia conductibilităţii cu temperatura se determină introducînd expresia mobilităţii (6) în formula (1)

$$\chi = q\ n_0\ u = \frac{n_0\ q^2\ a^2\ \nu}{6\ kT}\ e^{-\frac{U_0}{kT}} \qquad (9)$$

în care notaţiile sînt cele utilizate mai sus (6).

In această expresie, dacă se notează:

$$\frac{n_0\ q^2\ a^2}{6\ kT} = A \qquad (10)$$

şi

$$\frac{U_0}{k} = B \qquad (11)$$

relaţia (9) se va scrie:

$$\eta = Ae^{-\frac{B}{T}} \qquad (12)$$

Mărimea A variază lent cu temperatura în comparaţie cu $e^{-\frac{U_0}{kT}}$ astfel că poate fi considerată ca o constantă, iar B este o constantă pentru ionii lichidului dat. Măsurătorile experimentale ale conductibilităţii $\varkappa$ (rezistivităţii ρ) a lichidelor, la diverse temperaturi, reproduse pe diagramele din fig. 1, confirmă această relaţie, curbele fiind foarte apropiate de drepte.

In cazul prezenţei în dielectric lichid a unor ioni străini (ai impurităţii), conductibilitatea electrică se compune din suma celor două conductibilităţi ionice şi expresia ei devine:

$$\chi = A_1 e^{-\frac{B_1}{T}} + A_2 e^{-\frac{B_2}{T}} \qquad (13)$$

în care constantele A_1 şi B_1 se referă, de obicei, la ionii lichidului principal, iar A_2 şi B_2 la cei ai impurităţii.

La lichidele care se supun legii lui Walden (8), mobilitatea ionilor poate fi calculată pe baza măsurătorilor conductibilităţii lichidului la cîteva temperaturi. De exemplu, pe baza datelor din tabela 5 ale conductibilităţii uleiurilor de in, se calculează din formula (12) coeficientul $B = 5\,800$, de unde energia de activare: $U_0 = kB = 1{,}38.10^{-16}.\ 5\,800 = 8.10^{-13}$ erg/grad mol ($k = 1{,}38.10^{-16}$ erg/grad. mol). Cunoscînd

următoarele valori ale celorlalți factori: $\nu = 5.10^{-13}$ s^{-1}, $kT = 4.10^{-14}$ erg $= 4.10^{-21}$ W.s

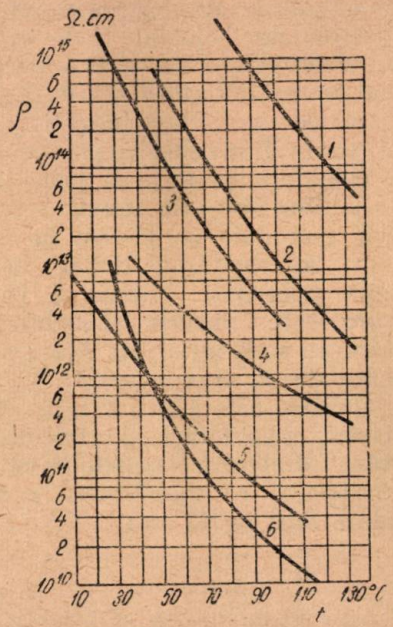


Fig. 1. Variația $\rho = f(t\ °C)$ pentru dielectrici lichizi;
1-ulei de transformator foarte bine purificat; *2*-ulei de transformator simplu purificat; *3*-ulei de vasilină; *4*-ulei de transformator industrial; *5*-ulei de ricin; *6*-sovol (pentaclordifenil).

(la $T = 300°K$), $q = 1{,}6.10^{-19}$ Coulomb și $a = 10^{-7}$ cm, se obține:

$$u = \frac{q\,a^2\,\nu}{6\,kT}\,e^{-\frac{U_0}{kT}} = 7.10^{-9}\ \frac{\text{cm}}{\text{s}} \Big/ \frac{\text{V}}{\text{cm}}$$

Această valoare a mobilității se apropie de cea experimentală dedusă din măsurătorile executate pentru uleiurile minerale și care este de $\sim 5.10^{-8}\ \frac{\text{cm}}{\text{s}} \Big/ \frac{\text{V}}{\text{cm}}$. Ea reprezintă mobilitatea totală u, egală cu suma mobilității ionilor de cele două semne ($u = u^+ + u^-$).

In comparație cu mobilitatea ionilor în gaze, mobilitatea într-un ulei vîscos, de tipul celui de in, este de 10^8 mai mică. Pe de altă parte, conductibilitatea lichidelor dielectrice este mult mai mare decît a gazelor ($10^{-13}\ \Omega^{-1}\ \text{cm}^{-1}$ față de $-10^{-16}\ \Omega^{-1}\ \text{cm}^{-1}$ la 20°C), ceea ce indică că numărul n_0 al ionilor în unitatea de volum care contribuie la crearea conductibilității electrice trebuie să fie mult mai mare la lichide dielectrice decît la gaze.

Acest număr nu poate fi calculat direct cum s-a făcut în cazul gazelor (aerului), el poate fi însă calculat din formula (8) cunoscînd valorile produsului $\chi\eta$ rezultat din măsurătorile directe ale conductibilității și vîscozității lichidului.

Astfel, pentru uleiul de in (la 100°C) $\chi\eta = 10^{-10}$ poise $\Omega^{-1}\ \text{cm}^{-1}$ (tabela 5). Exprimînd χ în unități absolute electrostatice $\left(\frac{1}{\Omega} = 9.10^{11}\right.$ CGSE) avem $\chi\eta = 90$ și luînd ceilalți factori din formula (9) în aceleași unități: $q = 4.8.10^{-10}$ CGSE și $a = 10^{-7}$ cm, obținem numărul n_0 de ioni în unitate de volum, care contribuie la crearea conductibilității de $1{,}1.10^{-11}\ \Omega^{-1}\ \text{cm}^{-1}$ a uleiului de in (la 100°C):

$$n_0 = \frac{\chi\eta a}{q^2} \approx 10^{13}\ \frac{1}{\text{cm}^3}.$$

Valorile calculate ale mobilității u și a numărului de ioni n_0, introduse în formula conductibilității ionice (1) dau valoarea acesteia, egală cu:

$$\chi = q\ n_0\ u = 1{,}6 \cdot 10^{-19}.10^{13} \approx$$
$$\approx 7 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-14}\ \Omega^{-1}\ \text{cm}^{-1}$$

G.I. Scanavi [8] arată că această valoare este mai mică decît cea reală, deoarece valoarea calculată a mobilității ionilor este și ea mai mică decît cea reală.

Față de $\sim 10^3$ perechi ioni care există într-un cm^3 de aer (la cîmpuri foarte slabe) numărul de 10^{13} ioni existenți în ulei de in pare să fie foarte mare. El corespunde, de fapt, însă unei concentrații relative C foarte mici, egală cu:

$$C = \frac{n_0}{N} \approx \frac{10^{13}}{10^{20}} \approx 10^{-7},$$

(N fiind numărul de molecule în 1 cm^3 și egal cu $2{,}7.10^{19}$).

In cazul uleiului de transformator concentrația relativă este chiar mai mică, deoarece:

$$n_0 = \frac{\chi\,\eta\,a}{q^2} = \frac{0{,}09.10^{-7}}{(4{,}8.10^{-10})^2} \approx 10^{10}\ \frac{1}{\text{cm}^3}$$

($\chi\eta = 10^{-13}$ poise $\Omega^{-1}\ \text{cm}^{-1} = 0{,}09$CGSE), iar

$$C = \frac{n_0}{N} = \frac{10^{10}}{10^{20}} = 10^{-10}.$$

Conductibilitatea electrică a lichidelor poate fi datorată, deci și unei concentrații ionice relativ foarte mici, ceea ce o face ușor influențabilă prin adaosuri de impurități ionice chiar cînd acestea sînt în cantități foarte mici. In acest sens conductibilitatea lichidelor nu se poate caracteriza din punct de vedere electric și, deci, nu poate fi considerată ca o constantă de material.

2. Efectul intensității cîmpului electric asupra conductibilității lichidelor [8]. Din formula (7) se vede că dacă n_0 nu depinde de cîmp ceilalți factori nedepinzînd nici ei, atunci conductibilitatea η este și ea independentă de cîmp. Ne aflăm deci în domeniul de aplicare a legii lui Ohm:

$$i = \chi E$$

în care

$$\chi \neq f(E).$$

Derogările de la legea lui Ohm observate la gaze adică existența unui palier de saturație

la curba $i = f(U)$ urmat de creşterea bruscă a curentului după atingerea tensiunii critice, pot avea loc şi la lichide. Curentul de saturaţie care este datorit descărcării la electrozi a tuturor

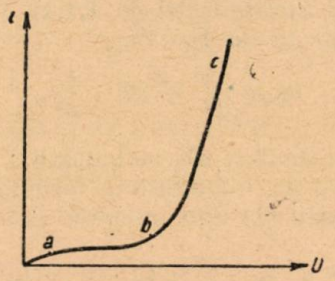


Fig. 2. Variaţia $i = f(U)$ la un ulei bine purificat.

ionilor care iau naştere în volumul lichidului, apare însă numai la lichide foarte pure (fig. 2).

In lichide impure (adică în marea majoritate a cazurilor curentul de saturaţie nu apare (fig. 3)

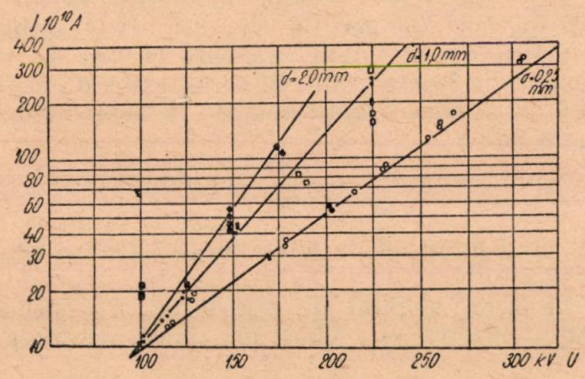


Fig. 3. Variaţia $i = f(U)$ la un ulei mineral cu un grad de purificare mediu, pentru diferite distanţe între electrozi.

Acest lucru se explică prin recombinarea mai rapidă a ionilor în volumul lichidului, din cauza unei concentraţii mai mari ai acestora şi prin mobilitatea redusă a ionilor. Densitatea curentului creşte cu creşterea intensităţii cîmpului în conformitate cu legea lui Ohm, pînă la valoarea critică a cîmpului E_{cr}, cînd începe o creştere rapidă a curentului după o lege empirică care se poate exprima prin relaţia:

$$i = i_0 \, e^{CE} \qquad (14)$$

în care i_0 este valoarea curentului imediat premergătoare creşterii rapide a tensiunii aplicate, iar C este o constantă care depinde de distanţa între electrozi şi a cărei valoare descreşte cu creşterea acestei distanţe. Valoarea constantei C caracterizează înclinaţia curbei $i = f(E)$ în regiunea creşterii rapide a densităţii de curent [1].

3. **Conductibilitatea cataforetică a dielectricilor lichizi** [8]. Dielectricii lichizi pot conţine particule de dimensiuni mai mari decît cele ionice, agregate polimoleculare de dimensiuni coloidale, ca de exemplu cele din soluţiile de răşini, din uleiuri polimerizate etc. In aceste cazuri, conductibilitatea ionică este însoţită şi de conductibilitatea numită cataforetică.

O regulă empirică stabileşte semnul de electrizare a particulelor coloidale: ele se încarcă pozitiv cînd constanta dielectrică a fazei dispersate este mai mare decît a mediului de dispersare; în caz contrar ele se încarcă negativ. Această proprietate poate fi explicată prin ipoteza că particulele coloidale se încarcă prin adsorbire din lichid a ionilor liberi de anumit semn.

Particulele coloidale se găsesc la potenţial diferit de cel al mediului lichid înconjurător, denumit potenţial cinetic ξ (potenţial zeta) şi care este datorit absorbţiei sarcinilor electrice pe suprafaţa lor. Acest potenţial are o valoare de circa 0,05—0,07 V. Sarcina particulei coloidale este $q = \xi \, \varepsilon \, r$, în care r este raza particulei considerată de forma sferică, iar ε constanta dielectrică a lichidului.

Se demonstrează că mobilitatea u a particulei coloidale este egală cu:

$$u_c = \frac{\xi \cdot \varepsilon}{6 \pi \eta} \qquad (15)$$

în care η este vîscozitatea soluţiei coloidale.

In acest caz, formula generală a conductibilităţii ionice (1) aplicată la conductibilitatea cataforetică χ_c are următoarea expresie

$$\chi_c = \xi \, \varepsilon r \, \frac{\xi \, \varepsilon}{6 \pi \eta} n_0 = n_0 \frac{r \, \xi^2 \, \varepsilon^2}{6 \pi \eta} \qquad (16)$$

în care n_0 este numărul particulelor coloidale în 1 cm³ de soluţie. Se vede că şi în acest caz χ este invers proporţională cu η; iar dacă se face abstracţie de variaţia lui ε şi ξ în funcţie de temperatura şi în cazul cînd $n_0 = \text{const}$, se poate aplica şi aici legea lui Walden:

$$\chi_c \, \eta = n_0 \frac{r \, \xi^2 \, \varepsilon^2}{6 \pi} = \text{const.} \qquad (17)$$

Valoarea mobilităţii u poate fi calculată mai uşor decît în cazul conductibilităţii ionice, deoarece numărul particulelor coloidale în 1 cm³ n_0 — poate fi determinat experimental, iar r poate fi măsurat în multe cazuri. Astfel în cazul unui ulei mineral de tipul celui de transformator care are o vîscozitate $\eta = 0{,}5$ poise (la temperatura normală) şi constanta dielectrică $\varepsilon = 2$, mobilitatea va fi egală cu:

$$u_c = 3.10^{-5} \text{CGSE} = 10^{-7} \, \frac{\text{cm}}{\text{s}} \Big/ \frac{\text{V}}{\text{cm}}.$$

Mobilitatea particulelor coloidale poate fi deci, de acelaşi ordin de mărime, sau chiar mai mare, decît mobilitatea ionilor.

Conductibilitatea electrică creată de prezenţa particulelor coloidale poate deveni importantă chiar la concentraţii mici ale acestora. De exemplu în cazul unei concentraţii de 0,5% a impurităţilor coloidale cu raza $r = 10^{-5}$ cm, în ulei de transformator $\left(n_0 = 10^{12} \, \frac{1}{\text{cm}^3} \right)$ ea va fi de: $\chi_c = \xi \, \varepsilon \, r \, n_0 \, u_0 = 1{,}1 \cdot 10^{-13} \ \Omega^{-1} \ \text{cm}^{-1}$,

adică mai mare decît cea ionică a uleiului, care în aceleași condiții, însă purificat de impurități coloidale, are o conductibilitate proprie de numai $\chi = 10^{-14} \ldots 10^{-15}\ \Omega^{-1}\ cm^{-1}$.

Dependența conductibilității cataforetice de temperatura (pentru $n_0 = \text{const}$) are același caracter cu cea a conductibilității ionice.

4. **Anomaliile conductibilității ionice a lichidelor.** *Variația* $i_0 = f(t)$. Se observă că după aplicarea tensiunii continuă (și constantă), curentul care traversează dielectricul lichid scade cu timpul.

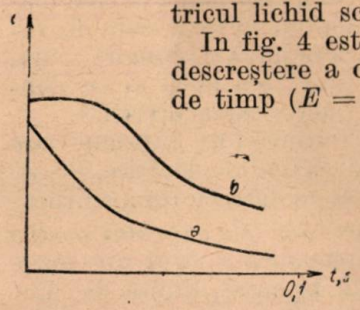


Fig. 4. Variația $i = f(t)$ la dielectrici lichizi (curba *b*, ulei de transformator) și solizi (curba *a*).

In fig. 4 este arătată curba de descreștere a curentului în funcție de timp ($E = \text{const}$) în dielectric lichid.

S-a observat că funcția care exprimă descreșterea curentului cu timpul depinde, în primul rînd, de gradul de impuritate a lichidului. Impuritatea care se întîlnește cel mai des în dielectricii lichizi (mai ales în uleiuri), este apa.

Adaosuri mici de apă în ulei, fac să crească conductibilitatea electrică și produc curenți anormali, descrescători cu timpul. Mărindu-se conținutul de apă, conductibilitatea continuă să crească, însă încetează descreșterea anormală a curentului cu timpul.

Descreșterea curentului este atribuită de unii, formării sarcinii spațiale în apropierea electrozilor, datorată sarcinilor particulelor coloidale ale apei *).

5. **Concluzii.** Conductibilitatea electrică a lichidelor dielectrice, în cîmpuri nu prea intense, are un caracter ionic și uneori cataforetic.

Factorii care contribuie la stabilirea conductibilității ionice a dielectricilor lichizi sînt: structura moleculelor, mai mult sau mai puțin polară, gradul de puritate și vîscozitatea. Primele două determină numărul ionilor care participă la transportul curentului, iar ultimul, la mobilitatea acestor ioni.

Introducînd expresia mobilității ionilor în formula generală a conductibilității ionice și utilizînd legea variației conductibilității cu temperatura, se poate ajunge la un calcul al coductibilității electrice a lichidelor (în domeniul de aplicare a legii lui Ohm) la o temperatură dată. Se poate de asemenea determina concentrația ionilor în acest lichid.

Derogările de la legea lui Ohm și anume existența unui palier de saturație pe curba $i = f(E)$ observate la gaze au loc numai la lichide foarte pure. La lichide impure, densitatea de curent crește cu creșterea intensității cîmpului în conformitate cu legea lui Ohm pînă la o valoare critică a cîmpului (E_{cr}) cînd începe o creștere rapidă a curentului intervenind alte fenomene decît cele observate la conductibilitate ionică.

In cazul cînd în lichid sînt prezente particule coloidale purtătoare de sarcini, conductibilitatea are un caracter cataforetic; ea poate deveni importantă chiar la concentrații mici ale particulelor.

Conductibilitatea ionică a lichidelor într-un cîmp continuu și uniform prezintă anomalia descreșterii curentului cu timpul atribuită formării sarcinilor spațiale în apropierea electrozilor și care sînt produse de particulele coloidale ale apei.

*) Apa se găsește în uleiuri, fie în stare dizolvată, fie în stare de emulsie, mărind deci fie conductibilitatea ionică, fie cea cataforetică. La încălzirea uleiului, apa poate trece din stare de emulsie în stare dizolvată.

Bibliografie

[1] *Fihman L.*: Electrotehnica, nr. 4, 1955.
[2] *Cobeco P. P.*: Amorfnie Vescestva, Edit. Acad. de Științe, 1952.
[3] *Granier J.*: Les Diélectriques, Dunod, 1948.
[4] *Mihailov M. M.*: Electroma terialovedenie, Gosenergoizdat, 1953.
[5] *Frenkel I. I.*: Introducere în teoria metalelor (trad. din lb. rusă) Edit. Tehnică, 1953.
[6] *Joffé*: Le Radium, 10, 126, 1913. [8]
[7] *Walden*: Zs. f. Phys. Chem, 66, 1909 .[8]
[8] *Scanavi G. I.*: Fizica dielectricov, Gosteoretisdat, 1949.

**

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ ЖИДКИХ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Резюме

В статье продолжается изучение электрической проводимости жидких диэлектриков, начатое с изучением газов [1]. Анализируются некоторые вопросы ионной и катафоретической проводимости жидких диэлектриков, а именно некоторые показатели которые способствуют создание этой проводимости. Показывается метод определения значения проводимости в области применения закона Ома, когда в жидкости находятся ионы и в присутствии колоидальных частиц носившие заряды. В заключении показывается аномалия которая наблюдается при падении тока в зависимости от времени.

**

EINIGE ASPEKTE DES LEITVERMÖGENS FLÜSSIGER DIELEKTRIKA

Zusammenfassung

Das schon früher [1] begonnene Studium der Gase wird durch das studium des Leitvermögens flüssiger Dielektrika fortgesetzt. Es werden einige Aspekte des ionischen und kataphoretischen Leitvermögens flüssiger Dielektrika behandelt, u. zw. diejenigen Faktoren die zur Entstehung des Leitvermögens beitragen. Es wird eind Vorbestimmungsmethode des Leitvermögenwertes im Bereiche der Anwendung des Ohmschen Gesetzes beschrieben, also im Falle da die Flüssigkeit nur aus Ionen besteht und in Anwesenheit von ladungstragenden kolloidalen Partikeln. Zum Schluss wird die Anomalie beschrieben die darin besteht dass der Strom mit der Zeit abnimt.

Studiul caracteristicilor fizice şi mecanice ale unor conductori electrici

Prof. dr. ing. M. VASILIU şi ing. R. UNTU

621.315.5.012

Se expun rezultatele studiului experimental al caracteristicilor unor conductori electrici de cupru şi bimetalici, utilizaţi în ţară. Se trag concluzii privind parametrii mecanici ai acestor conductori.

Studiul de faţă reprezintă sinteza unor încercări de laborator efectuate asupra unor conductori de cupru, de diferite diametre şi asupra unor sîrme bimetalice. S-au efectuat încercări mecanice clasice ale căror rezultate se dau în tabele şi diagrame cu caracter statistic. In baza lor se fac consideraţii privind influenţa modului de tratare termică asupra proprietăţilor de material. Toate acestea permit a se trage unele concluzii privind parametrii mecanici ai conductorilor electrici. Rezultatele şi concluziile pot fi utile proiectanţilor de reţele electrice şi în industria producătoare de conductori electrici.

1. Conductori electrici de cupru

1.1. *Conductivitatea electrică şi termică.* Se ştie că însuşirile de bază pe care le prezintă conductorii de cupru sînt : mare conductivitate electrică şi termică precum şi calităţi mecanice bune. Standardele STAS 642—49, 270—49 şi 4130—53 prescriu condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească cuprul electrolitic din care se confecţionează conductorii electrici.

Conductivitatea cuprului depinde în mare măsură de conţinutul în impurităţi, constituind prin aceasta o metodă de control a calităţii de fabricaţie.

Cuprul electrolitic destinat conductorilor electrici poate să conţină cel mult 0,02% oxigen. Un cupru de înaltă conductivitate, fără oxigen, se poate obţine prin retopirea într-o atmosferă reducătoare (27—28% CO, 0,05% CO_2, restul azot). Caracteristicile electrice şi mecanice ale cuprului fără oxigen nu se deosebesc de cele ale cuprului obţinut în mod obişnuit. In literatură [3] se dau date privind proprietăţile mecanice şi fizice ale cuprului electrolitic şi ale cuprului fără oxigen.

Prelucrarea la rece a cuprului electrolitic are influenţă asupra conductivităţii sale. Ea reduce, în general, conductivitatea cuprului cu atît mai mult cu cît cuprul este mai pur şi cu cît conductivitatea iniţială este mai mare. In cazul în care conductivitatea iniţială a cuprului este mică, prin prelucrarea la rece ea se mai poate ridica.

Cuprul, supus unei recoaceri, pînă la cîteva sute de grade după calitatea care se doreşte să se obţină, urmată de o răcire normală, devine maleabil, cu rezistenţa de rupere mică şi alungire mare, duritatea mică şi cu conductivitatea crescută.

Conductibilitatea termică a cuprului are importanţă la proiectarea liniilor electrice. Rezistivitatea termică creşte o dată cu temperatura.

1.2. *Proprietăţile mecanice ale cuprului pentru conductori.* In stare recoaptă cuprul are rezistenţa de rupere de 22 kg/mm², limita de elasticitate de 3—4 kg/mm² şi alungirea 50%. Prin deformarea la rece (ecruisaj) se pot modifica proprietăţile mecanice şi fizice ale cuprului : prin creşterea rezistenţei, a limitei de curgere şi a durităţii, în timp ce alungirea, gîtuirea şi reziliența scad. In urma deformării la rece, conductivitatea termică şi electrică a cuprului se micşorează.

Modificările provocate în structură şi proprietăţile cuprului prin deformarea la rece nu sînt stabile, ecruisarea putînd fi înlăturată printr-un tratament termic (recoacere).

S-au studiat în laborator, caracteristicile mecanice ale unui număr de 143 probe de sîrmă rotundă de cupru provenind de la unele linii electrice aeriene din ţară. In tabela 1 se dau rezultatele obţinute.

Tabela 1

Diametrul sîrmei mm	Rezistenţa la tracţiune medie kgf/mm²	Alungirea relativă la rupere medie %	Numărul îndoirilor medie	Numărul torsiunilor medie
1,60	37,5	11,6	16	49
1,75	48,0	1,7	9	31
1,80	27,6	13,8	14	48
2,20	42,4	1,5	11	31
2,50	45,5	1,6	7	28
2,60	39,0	2,6	10	35
2,70	39,3	2,4	11	30
2,80	33,3	2,3	6	38
3,00	44,6	2,1	10	26
3,50	41,6	1,7	8	28
3,60	33,9	3,0	9	35
4,00	45,4	5,5	8	29
4,50	40,1	2,8	7	27
5,00	40,8	4,2	9	25

Operațiile de rupere la tracțiune s-au efectuat cu mașini corespunzătoare de forțe maxime pînă la 500 kg sau 5 000 kg cu posibilități de citire peste 50 kg sau 100 kg cu aproximație de 1%. Incercarea la îndoire alternată s-a executat în conformitate cu condițiile STAS 1170—50 cu deosebirea că rotunjirea de rază de 5 mm s-a înlocuit cu cea de 4 mm, iar raza de 7,5 mm s-a înlocuit cu rotunjirea de 8 mm (din lipsa mașinii standardizate). Prin faptul că s-a înlocuit rotunjirea în jurul căreia s-a efectuat operația de la raza de 5 mm la raza de 4 mm, se face observația că dacă o probă poate satisface o rotunjire de 4 mm rază, cu atît mai mult va satisface o rotunjire de 5 mm rază. Aceeași observație este valabilă și pentru rotunjirea de 7,5 mm.

Din tabela 1 reiese că majoritatea conductorilor încercați au gradul de duritate tare. Condițiile de rezistență la tracțiune și alungirea relativă la rupere sînt îndeplinite în conformitate cu prescripțiile STAS 4130—53, cu excepția conductorilor de sîrmă cu gradul de duritate jumătate tare, cu diametre 2,8 mm și 3,6 mm care au alungirea relativă de rupere ceva mai mică decît aceea pe care o indică standardul mai sus menționat.

Toate probele provenite din sîrmă cu gradul de duritate tare îndeplinesc condițiile referitoare la numărul de îndoiri alternate.

Standardele de stat indicate anterior nu prevăd condiții de îndeplinit pentru sîrmele rotunde de cupru pentru conductori, în ce privește numărul de torsiuni pînă la rupere ; mai înainte însă de apariția acestor norme existau unele restricții impuse din acest punct de vedere. In tabela 1 se dau informativ valorile torsiunilor pînă la rupere pentru conductori încercați. Media numărului de torsiuni pînă la rupere se profilează în jurul numărului de circa 30 torsiuni, rezultat destul de mare pentru probele în cauză.

S-a efectuat apoi încercarea la duritate după metoda Brinell cu bila de 2,5 mm și cu forța de 62,5 kg în timpul de 30 secunde pentru unele probe de diametre mai mari de 3 mm. Pentru aceasta s-a amenajat o față plană cu pila, iar în timpul operației probele au fost aranjate și susținute de un jgheab ascuțit metalic, pentru fixarea lor în timpul lucrului la mașină. S-au obținut rezultatele arătate în tabela 2.

Tabela 2

Diametrul sîrmei mm	Impresiunea bilei mm	Duritatea Brinell kg/mm²
3,00	0,85	107
3,00	0,78	128
3,60	0,88	99
4,50	0,86	104
5,00	0,80	121

Impresiunea bilei, dată în coloana a doua, reprezintă media la trei citiri.

Duritatea crește cu gradul de laminare sau tragere a sîrmei. In general, se poate considera pentru cuprul electrolitic nesupus nici unei operații de prelucrare, că duritatea lui se află în jurul cifrei de 88 kg/mm², iar după recoacere aceasta duritate devine de circa 45 kg/mm²

Greutatea specifică a sîrmelor rotunde de cupru pentru conductorii care au un anumit grad de recoacere se ia 8,9 g/cm³ așa cum a fost considerată și de STAS-ul cuprului electrolitic. In cazul sîrmelor netratate termic, se poate considera ca greutate specifică valoarea

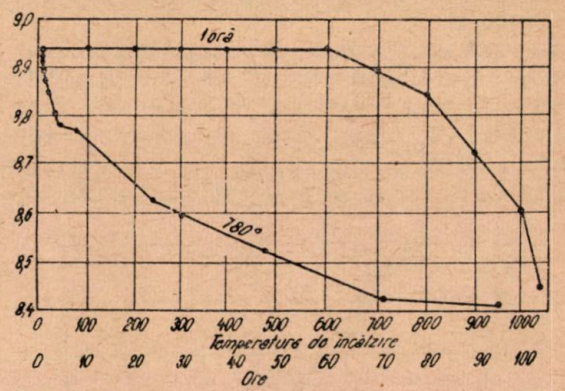


Fig. 1. Variația greutății specifice a cuprului electrolitic în funcție de temperatura de încălzire și timp.

8,8 g/cm³. Se observă că la sîrmele recoapte greutatea specifică variază cu durata menținerii materialului la o anumită temperatură. In diagrama din fig. 1 se arată dependența greutății specifice a cuprului electrolitic față de temperatura de încălzire și de timp.

La prelucrarea prin deformare la temperaturi înalte, comportarea cuprului este diferită, deoarece simultan cu procesul de deformare are loc

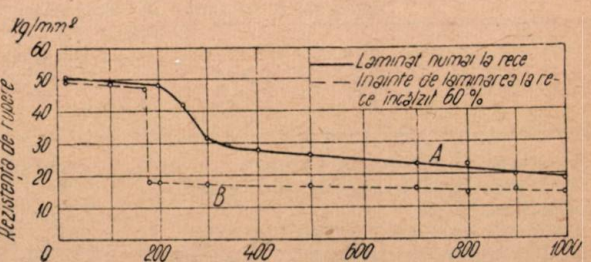


Fig. 2. Influența temperaturii de încălzire asupra rezistenței de rupere.

și un proces de recristalizare. Temperatura de recristalizare depinde de puritatea cuprului, de timpul încălzirii, precum și de gradul de scădere

al secțiunii prin tragere. Prin încălzirea conductorilor de cupru, proba B din diagramă (fig. 2) arată o scădere bruscă a rezistenței în

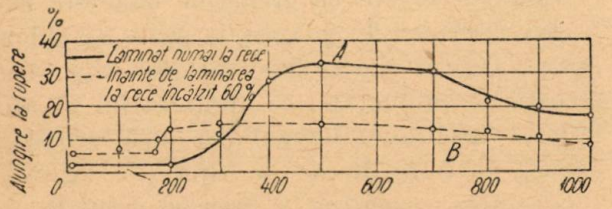


Fig. 3. Influența temperaturii de încălzire asupra alungirii la rupere

apropierea temperaturii de 200°C față de proba A care prezintă o scădere mai lentă.

Din diagrama alungirii (fig. 3) se constată o deformație mai mare pentru proba A față de proba B.

In ceea ce privește influența încălzirilor de scurtă durată prin curenți de mare intensitate asupra pierderii rezistenței mecanice, studiile au arătat că, conductorii de cupru își micșorează rezistența de rupere și conductivitatea electrică. In fig. 4 se reprezintă influența încăl-

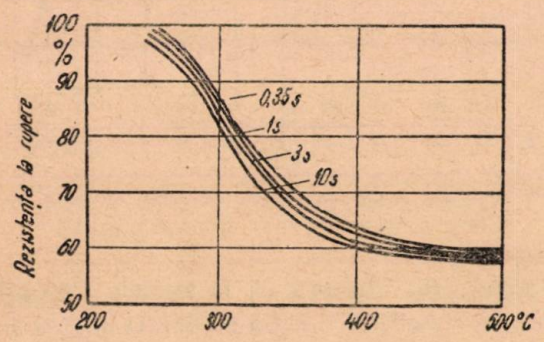


Fig. 4. Rezistența la rupere a conductorului de cupru după o încălzire de scurtă durată sub curent.

zirilor de scurtă durată asupra rezistenței la rupere a conductorilor de cupru (diametrul 1 mm, puritatea 99,85%).

Pentru proiectarea și exploatarea conductorilor electrici este important de a se cunoaște însușirile mecanice ale materialului la temperaturi mai joase și mai înalte decît temperatura de 20°C la care se încearcă conductorii.

Au fost încercați la rupere și încovoiere conductori de cupru de diferite diametre și s-a constatat că rezistența la rupere crește aproape liniar cu scăderea temperaturii (fig. 5). Alungirea conductorilor de cupru crește o dată cu scăderea temperaturii, iar construcția secțiunii transversale nu se modifică.

Dacă conductorii de cupru sînt încălziți ei își micșorează rezistența mecanică în funcție de temperatura de încălzire. In tabela 3 se prezintă rezultatele încercărilor care s-au efectuat asupra conductorilor de cupru cu diametrul de 5 mm și cu puritatea de 99,5%, sîrma fiind trasă tare și recoaptă. Incălzirea conductorilor încercați s-a făcut într-o baie de ulei.

Conductorii de cupru aflați în stare de vibrație datorită acțiunii vîntului, sînt supuși unor solicitări complexe de întindere și încovoiere alternativă, torsiune etc. Examinarea conductorilor

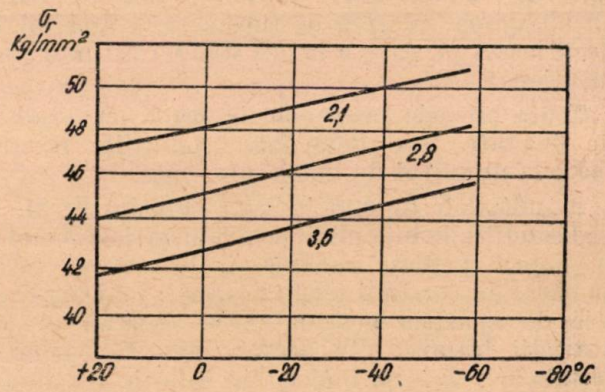


Fig. 5. Rezistența conductorilor de cupru la temperaturi joase.

a arătat că ei se rup prin fenomenul de oboseală. Ruperea se produce de cele mai multe ori la ieșirea din clemă, adică acolo unde solicitarea conductorilor este maximă, unde există

Tabela 3

Proprietățile mecanice ale cuprului pentru conductori, în funcție de temperatură

	Temperatura °C									
	20	100	200	250	300	20	100	200	250	300
	Trasă tare					Recoaptă				
Rezistența la rupere, în kg/mm²	40,9	37,2	31,8	20,7	14,6	23,9	20,8	17,5	16,4	14,4
Rezistența reală la rupere, în kg/mm²	68	61	55	45,6	30	69,6	58,3	35,6	35	26
Alungirea, în %	5,4	5,5	6,6	27,3	54,2	47,2	46,4	42,6	38,6	40
Contracția secțiunii transversale, în %	56,1	53,8	59,3	73	61,3	71,4	72,1	61,3	60,6	51,6
Modulul static de elasticitate, în kg/mm²	12 125	10 860	10 375	9 920	9 800	11 700	11 780	11 000	10 200	10 200
Modulul dinamic de elasticitate, în kg/mm²	11 200	9,100	8 900	—	7 600	7 350	6 900	6 400	—	—
Efortul la alungire remanentă de 0,01 %, în kg/mm²	22,4	21,3	14	6,5	1,7	3,2	2,8	2,0	2,1	2
Idem, la 0,05 %, în kg/mm²	32,6	29,1	23,3	11,7	3,5	4,5	4	3,35	3,2	3,1
Idem, la 0,02 % (limită convențională de curgerere), în kg/mm²	39,6	35,3	29,5	15,5	4,7	5,75	4,95	4,2	4	3,9
Limita de obosire la vibrații, în kg/mm²	9,6	7,6	5,9	—	3,5	7,4	6,6	5,2	—	—

Tabela 4

Caracteristicile mecanice ale sîrmelor bimetalice studiate

Nr. crt. al probei	Diametrul total mediu	Diametrul firului de oțel	Secțiunea totală	Rezistența de rupere la întindere	Lungirea probei l = 200 mm	Îndoituri pînă la rupere		Torsiuni pînă la rupere
						Raza	Nr.	
—	d/mm	d/mm	t/mm²	kg/mm²	%	mm	n°	n°
1	2	3	4	5	6	7	8	9
			I. *Probele de 1,2* mm Ø					
1	1,19	—	1,11	109,6	1,9	4	21	54
2	1,20	—	1,13	107,3	2,0	4	17	50
3	1,18	—	1,09	105,9	1,6	4	18	52
Media	—	—	—	107,6	1,8	—	19	52
			II. *Probele de 1,5* mm Ø					
4	1,48	0,99	1,72	82,6	1,8	6	20	50
5	1,50	1,00	1,76	75,8	2,0	6	18	55
6	1,47	0,98	1,70	57,2	2,4	6	21	68
7	1,51	1,01	1,79	62,8	2,6	6	17	62
8	1,48	0,99	1,72	62,3	5,5	6	13	70
9	1,48	0,99	1,72	58,8	2,3	6	1	75
10	1,50	1,00	1,76	89,1	1,7	6	11	48
11	1,50	1,00	1,76	81,9	1,5	6	12	47
12	1,51	1,01	1,79	77,8	2,5	6	15	54
13	1,52	1,02	1,81	89,2	1,6	6	11	51
14	1,49	1,00	1,74	62,3	2,0	6	20	55
Media	1,50	1,00	1,75	72,7	2,1	—	15	57
			III. *Probele de 1,75* mm Ø					
15	1,75	1,15	2,41	74,5	1,7	6	22	60
16	1,72	1,14	2,32	68,8	1,9	6	20	54
17	1,76	1,16	2,43	70,3	2,0	6	23	57
Media	1,74	1,15	2,38	71,2	1,9	—	22	57
			IV. *Probele de 2* mm Ø					
18	2,01	1,41	3,17	77,2	2,2	8	10	40
19	1,98	1,39	3,08	80,2	2,1	8	15	36
20	2,00	1,40	3,14	79,6	1,6	8	11	39
21	1,99	1,39	3,11	85,8	1,8	8	14	35
22	2,00	1,40	3,14	76,2	1,9	8	14	35
23	2,02	1,41	3,20	83,7	2,0	8	12	36
Media	2,00	1,40	3,14	80,5	1,8	—	12	38
			V. *Probele de 2,5* mm Ø					
24	2,48	1,74	4,83	86,8	2,0	8	7	30
25	2,50	1,75	4,91	88,2	1,9	8	6	31
26	2,51	1,76	4,95	88,9	2,0	8	5	28
27	2,49	1,74	4,87	82,3	2,3	8	8	30
28	2,50	1,75	4,91	79,6	2,6	8	8	32
29	2,52	1,76	4,99	85,5	1,8	8	7	27
30	2,47	1,73	4,79	78,3	1,6	8	6	29
31	2,49	1,74	4,87	79,8	2,1	8	6	30
32	2,53	1,76	5,03	86,0	1,9	8	9	34
33	2,50	1,75	4,91	81,3	2,0	8	7	32
34	2,51	1,76	4,95	83,5	1,8	8	8	31
Media	2,50	1,75	4,91	83,7	2,0	—	7	30

o concentrare de eforturi. Studiile teoretice și experimentale au stabilit o serie de ipoteze care pot explica ruptura prin oboseală a conductorilor; dimensiunile,puritatea materialului, tratamentele aplicate, concentrarea eforturilor și prezența agenților corozivi, sînt factori care influențează direct rezistența la oboseală a conductorilor. Pentru a se evita, pe cît posibil, ruperea conductorilor aflați în serviciu, toți acești factori amintiți mai sus trebuie analizați de la caz la caz. Limita de oboseală a conductorului de cupru electrolitic tras la 20°C este de circa 10 kg/mm², adică sub limita de curgere la întindere; pentru conductorul de cupru recopt, rezistența la oboseală la temperatura de 20°C este de circa 7 kg/mm².

2. Conductori electrici bimetalici

Cerințe economice sau de natură mecanică, reclamă utilizarea pentru linii de transport de energie electrică a conductorilor electrici bimetalici (aluminiu oțel sau cupru oțel). Rezistența mecanică a acestor conductori se repartizează, de regulă, asupra miezului de oțel iar conductivitatea electrică asupra metalului înconjurător.

Pentru miezurile conductorilor bimetalici aerieni, se întrebuințează, de obicei, sîrme de oțel de rezistență mare și anume cuprinsă între 120—150 kg/mm² și lungire relativ mică care să nu depășească în general 4—5%. Cele două metale sînt astfel fabricate, încît să prezinte aceleași caracteristici de deformare la lungire.

Conductorii bimetalici, studiați de noi (Cu + Ol) au avut diametrele cuprinse între 1,1—2,5 mm. S-au efectuat aceleași operații care au fost indicate anterior la încercarea sîrmelor și conductorilor rotunzi de cupru. Rezultatele arătate s-au înscris în tabela 4.

Din această tabelă se observă:

Conductorii bimetalici de diametrul cel mai mic (1,2 mm) posedă rezistența cea mai mare însă, fiind prea subțiri, nu s-au putut măsura în condiții satisfăcătoare diametrul firelor centrale de oțel, pentru a se putea deduce proporția dintre cupru și greutatea totală a fiecăruia din ei. Dar pe baza rezistenței ridicate găsită, se poate deduce că conținutul în cupru este probabil cel mai mic posibil, adică la jumătate din greutatea totală a conductorilor.

Probele marcate cu II de diametrul 1,5 mm arată o rezistență medie de rupere la întindere de 72,7 kg/mm², cu 32,4% mai mică decît cea a probelor I, iar lungirea medie de rupere și numărul de torsiuni pînă la rupere sînt cu puțin superioare față de numărul de îndoiri pînă la rupere a probelor.

In ceea ce privește proporția dintre cupru și materialul total al conductorului, aceasta se poate deduce din mărimile diametrelor lor. Considerînd greutățile specifice ale oțelului și cuprului de respectiv 7,85 și 8,90 g/cm³ și notînd cu $d = 1{,}0$ mm diametrul mediu al firului de oțel și $d = 1{,}5$ mm diametrul mediu total al conductorului, pentru proporția în greutate a cuprului față de greutatea totală a conductorului, se poate scrie:

$$\frac{\text{Cu}}{\text{Cu}+\text{oțel}} = \frac{\frac{\pi}{4}(d^2 - d_0^2) \cdot 100 \times 8{,}90_2}{\frac{\pi}{4}(d^2 - d_0^2) \cdot 100 \times 8{,}9 + \frac{\pi d_0}{4} 100 \times 7{,}85} = 0{,}586$$

adică 58,6% cupru în greutate față de greutatea totală a conductorului. Proporția nu poate fi rotund decît 60%, avînd în vedere erorile care se pot face la citirea diametrelor d_0 și aproximația cu care s-au luat valorile celor două greutăți specifice.

Probele III de diametrele 1,75 mm, prezintă rezultate care se apropie de cele ale probelor II. Pentru evaluarea conținutului în cupru, efectuîndu-se aceleași calcule cu noile valori ale diametrelor d_0 și d, s-a obținut 0,591, adică rotunjit un procent de 60% cupru față de greutatea totală a conductorului.

Probele de conductori IV și V arată caracteristici mai apropiate între ele, decît cu celelalte probe. Calculînd procentajul în conținut de cupru, s-a găsit pentru ambele feluri de conductori, cifre care se apropie cel mult de 55%.

Pentru a examina mai de aproape modul cum lucrează oțelul și cuprul în conductorii bimetalici, s-a calculat care sînt rezistențele de rupere la întindere cuvenite fiecărui material în parte. Calculul s-a făcut pe baza teoriei solicitării secțiilor neomogene din rezistența materialelor admițîndu-se că cele două materiale se deformează la fel și în ipoteza lui Bernoulli. Pentru oțel s-a considerat valoarea modulului de elasticitate egal cu 2 200 000 kg/cm² și pentru cupru s-a considerat că acest modul are

valoarea de 1 150 000 kg/cm². Secțiunea ideală s-a calculat dacă la secțiuna firului de oțel s-a adăugat secțiunea părții de cupru multiplicată cu raportul dintre modulul de elasticitate al cuprului ș cel al oțelului, iar valoarea rezistenței de rupere cuvenită părții de oțel a conductorului, a rezultat prin împărțirea sarcinii de rupere întregi corespunzătoare prin secțiunea ideală cuvenită. Rezistența de rupere cuvenită cuprului, s-a calculat prin multiplicarea rezistenței găsită pentru oțel prin același raport semnalat mai sus.

In acest fel au rezultat datele din tabela 5, din care reiese că rezistențele de rupere ale cuprului sînt ceva mai ridicate decît dacă cuprul ar fi singur, iar cele ale oțelului, față cu condiția de minimum 120 kg/cm², sînt ceva mai scăzute decît dacă oțelul ar fi fost singur.

Tabelo 5

Probele	Sarcina totală de rupere kg	Rezistența de rupere totală kg/cm²	Secțiunea ideală cm²	Rezistența oțelului kg/cm²	Rezistența cuprului kg/cm²
II	127	72,7	1,29	98,3	51,1
III	170	71,2	1,74	97,7	50,8
IV	253	80,5	2,37	106,7	55,5
V	411	83,5	3,77	109,0	56,7

3. Concluzii

Intrebuințarea cuprului ca material pentru conductorii electrici are o importanță tehnică și economică deosebită.

Conductivitatea cuprului din care sînt confecționați conductorii depinde de calitatea și de felul impurităților, de structura și de gradul de prelucrare la rece.

Din punct de vedere al rezistenței mecanice, s-au dat diferite rezultate și diagrame din care reiese că rezistența mecanică a conductorilor este în strînsă legătură cu tratamentul de prelucrare și, în special, cu gradul de tragere la rece, operație prin care se observă o îmbunătățire reală a însușirilor mecanice.

In lucrarea prezentată s-au arătat o parte din caracteristicile electrice și mecanice ale conductorilor de cupru folosiți la construcția liniilor electrice aeriene. Se impune ca printr-o colaborare între uzinele producătoare, întreprinderile interesate și laboratoarele din institutele de cercetări, să se continue studiul în vederea determinării și a altor caracteristici, în special cele electrice, privitoare la conductorii de cupru întrebuințați în electrotehnică.

Bibliografie

[1] *Bogorodițchi N. P., Pasancov V.V.* și *Tareev B.M.*: Materiale folosite în industria electrotehnică, Ed. Tehn., București, 1952.
[2] *Slavinski M.P.*: Proprietățile fizico-chimice ale elementelor, Ed. Tehn. București, 1955.
[3] *Zaimovschi A.S.*: *și Usov V.V.* Metale și aliaje electrotehnice, Ed Energetică, București, 1954.
[4] *Boțan N.V.* și *Poiată A.I.*: Transportul și distribuția energiei electrice, Ed. Inst. Politehnic, Iași, 1951.

**

АНАЛИЗ ФИЗИЧЕСКИХ И МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕКОТОРЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОВОДНИКОВ

Резюме

Излагаются результаты экспериментального анализа характеристик некоторых электрических проводников из меди и биметаллические, используемые в стране. Делаются выводы механических параметров этих проводников.

**

DAS STUDIUM DER PHYSIKALISCHEN UND MECHANISCHEN CHARAKTERISTIKEN EINIGER ELEKTRISCHER LEITER

Zusammenfassung

Es werden die experimentalen Studiumsergebnisse der Charakteristiken einiger elektrischen Kupfer-und Bimetall-Leiter die in Rumänien Verwendung finden, erläutert. Auf Grund dieser Ergebnisse werden dann Schlussfolgerungen bezüglich der mechanischen Parameter dieser Leiter gezogen.

Osciloscop catodic pentru studiul impulsurilor (sincroscop)

Conf. ing. R. STERE, ing. M. BIRNBAUM și *ing. I. LEIBOVICI*

621.317.755 :621.3.015.7

Se descrie un osciloscop specializat pentru studiul impulsurilor, realizat în cadrul Institutului Politehnic București, de către autori.

Dezvoltarea pe care o cunosc în țara noastră anumite ramuri ale radio-electronicii (televiziunea, radioreleele, aparatura pentru cercetări de fizică) a făcut să crească interesul pentru aparatele de laborator destinate studiului impulsurilor electrice.

In studiul experimental și în încercarea aparaturii electronice, mai ales a aceleia care lucrează în impulsuri, funcția cea mai importantă și mai generală supusă măsurătorilor este forma de undă, adică forma de variație a mărimii electrice în timp. Determinarea acesteia presupune o măsurare simultană a timpului și mărimii semnalului. In tehnica impulsurilor aparatele de măsură „clasice" (voltmetre, ampermetre, distorsiometre) inclusiv cele electronice, nu mai pot fi, singure, satisfăcătoare.

Chiar osciloscraful catodic obișnuit, în genere foarte potrivit pentru vizualizarea formelor de undă ale tensiunii electrice, suferă de o serie de limitări care îl fac impropriu pentru studiul impulsurilor. Datorită bazei de timp continuu repetate, acesta poate fi folosit numai pentru semnale care se succed regulat în timp. Chiar și în acest caz, la un impuls cu raport semnal pauză mic, sincronizarea (de care depinde stabilitatea imaginii pe ecran) și studiul detaliat al impulsului devin practic imposibile. La un osciloscop obișnuit este imposibilă, în general, selectarea unui anume interval pentru a fi vizualizat în detaliu, precum și vizualizarea fenomenelor singulare, sau neregulat repetate.

Prin modificarea anumitor circuite și în primul rînd a generatorului bazei de timp (generatorul de baleiaj) și prin adăugarea altora, se obține un tip de osciloscraf specializat pentru studiul impulsurilor, numit sincroscop.

Caracteristicile care îl deosebesc de osciloscopul catodic normal sînt următoarele:

1. Baza de timp este de tipul „declanșată". Generatorul respectiv are cel puțin o poziție stabilă de funcționare, din care este scos la recepționarea unui impuls de declanșare. Spotul parcurge ecranul o singură dată și se întoarce în poziția inițială pînă la recepționarea unui alt impuls de declanșare.

2. Pentru a nu stingheri observația și a nu deteriora ecranul, spotul este stins în perioada stabilă („de așteptare").

3. Declanșarea baleiajului poate fi făcută în mai multe feluri:

a) Impulsul de declanșare este chiar acela care trebuie vizualizat; pentru ca prima parte a impulsului să nu fie pierdută din imagine (circuitele generatorului bazei de timp introduc o mică întîrziere de ordinul zecimii de microsecundă), se intercalează în circuitul axei *Y* o linie artificială de întîrziere. In acest fel, semnalul apare pe ecran la o fracțiune de timp după începerea baleiajului.

b) Generatorul de baleiaj este declanșat chiar din interiorul aparatului. Simultan cu declanșarea generatorului de baleiaj este generat un impuls de sincronizare care, după ce trece dintr-un circuit de întîrziere variabilă se obține la o bornă pe panoul aparatului pentru a declanșa în mod periodic, sincron cu baza de timp, fenomenul sub observație. In acest fel se pot studia în detaliu anumite porțiuni ale unui impuls.

c) Comanda de pornire a bazei de timp poate fi dată de orice impuls exterior, cu condiția ca acesta să fie perfect sincron cu impulsul de studiat.

Un asemenea aparat, special construit pentru studiul impulsurilor, poate fi utilizat nu numai în domeniile amintite mai sus, ci și în tehnica curenților tari, în special în tehnica tensiunilor înalte, pentru studierea undelor de șoc [1], [2].

Aparatul care formează obiectul acestui articol a fost proiectat și apoi construit la Institutul Politehnic București, în Laboratorul de aparate electronice. Proiectarea și construirea lui au constituit tema proiectului de diplomă a absolvenților M. Birnbaum și I. Leibovici de la Facultatea de Electronică și Telecomunicații. Conferențiarul Ing. Roman Stere, în calitate de conducător științific, a condus nemijlocit atît latura teoretică cît și cea practică a proiectului.

I. Schema bloc. Schema bloc (fig. 1), cuprinde 4 grupuri funcționale: amplificatorul, generatorul de baleiaj cu circuitele anexe, generatorul sinusoidal și generatorul impulsurilor de sincronizare. La aceasta se adaugă circuitele de calibrare de tensiune și timp.

Cerințele impuse amplificatorului unui sincroscop sînt, pe de o parte, o bandă de trecere suficient de largă pentru a permite transmiterea fără deformații a unor impulsuri cu o durată de front mică (de ordinul 0,1 μs), iar pe de altă parte distorsiuni de neliniaritate minime și o foarte bună stabilitate în funcționare. Aceste

cerințe au fost satisfăcute prin folosirea unor reacții negative puternice.

Generatorul de baleiaj poate fi declanșat din afară cu semnale de orice formă: singulare,

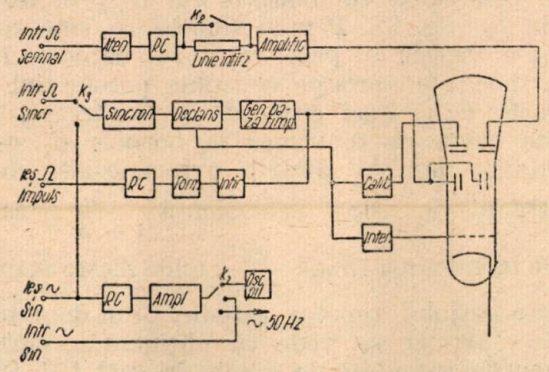


Fig. 1. Schema bloc a sincroscopului.

periodice sau neregulat repetate. Prezența unui discriminator de amplitudine la intrare permite selectarea impulsurilor de declanșare chiar în prezența unui zgomot de fond destul de puternic. Declanșarea poate fi făcută cu semnale pozitive sau negative de amplitudine mai mare de circa 5 V. In cazul declanșării cu un semnal sinusoidal, este posibilă sincronizarea la o fază anumită a semnalului.

O dată cu generatorul de baleiaj sînt declanșate circuitul de aprindere a spotului (stins în pauză prin negativarea grilei Wehnelt) și cel al calibratorului de timp (un semnal sinusoidal de frecvență cunoscută aplicat pe cel de al doilea spot al tubului catodic). Tot generatorul de baleiaj este acela care declanșează generatorul de impulsuri de sincronizare. In cazul cînd fenomenul sub observație este declanșat de acest impuls, pornirea periodică a bazei de timp este făcută de un generator sinusoidal. Acesta furnizează o tensiune de circa 100 V amplitudine [2], [3].

II. Amplificatorul axei *Y*. Amplificatorul realizat pentru prezentul sincroscop cuprinde:

a) Un atenuator compensat care poate reduce tensiunea de semnal în rapoartele 1:1, 1:10, 1:100, 1:1000.

b) Un etaj de intrare tip repetor catodic, tubul T_1 (6AC7), care joacă rolul unui transformator de impedanțe. El stabilește impedanța de intrare a amplificatorului la o valoare $R_i > 0{,}5$ MΩ avînd în același timp o impedanță de ieșire mică.

c) O linie de întîrziere de 1 μs cu $Z_0 = 400$ Ω introdusă pentru a se putea vizualiza pe tubul catodic semnalul studiat în cazul cînd tot acesta declanșează baza de timp.

d) Un prim grup amplificator de tensiune, tuburile T_2 și T_3, construit cu două tuburi 6AC7 și prevăzut cu o reacțiune negativă.

e) Un etaj inversor de fază, tubul T_4 (6V6), necesar pentru a ataca etajele finale care lucrează în contratimp.

f) Două grupuri amplificatoare de tensiune și putere care lucrează în contratimp pentru a putea ataca simetric plăcile de deflecție verticală ale tubului catodic. Fiecare grup este format din două tuburi: T_5 și T_7 respectiv T_6 și T_8 (6AC7 și 6L6) avînd de asemenea prevăzut o reacțiune negativă.

Banda largă de frecvență impusă amplificatorului se justifică prin faptul cunoscut că dacă vrem să amplificăm, fără a introduce distorsiuni, un impuls cu o durată de front de cel puțin 0,1 μs, trebuie ca amplificatorul să aibă

$$f_M \geqslant 3{,}5 \text{ MHz}$$

unde f_M este frecvența limită superioară a benzii de trecere a amplificatorului. In cazul prezent $f_M = 5$ MHz.

Pentru a se putea realiza amplificarea într-o bandă largă de frecvență era necesar să se folosească o metodă de compensare a amplificatorului în regiunea frecvențelor înalte. S-a ales soluția unei compensări prin reacțiune negativă pe cîte două tuburi, din cauza avantajelor pe care aceasta le oferă: reducerea distorsiunilor, asigurarea unei bune stabilități a amplificării la eventualele variații ale tensiunilor de alimentare, la variațiile parametrilor tuburilor etc. [4].

Aplicarea reacțiunii negative s-a făcut pe un montaj cu două tuburi ca cel din fig. 2 [5].

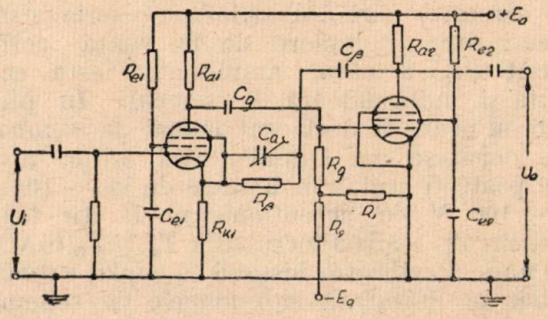


Fig.2. Schemă de amplificare cu reacțiune negativă.

Reacțiunea se aplică de la placa tubului T_b la catoda tubului T_a prin rezistența R_β și condensatorul C_β. Condensatorul C_β are rolul de a bloca componenta continuă. Pentru a tăia „cocoașa" care apare în caracteristica de frecvență în domeniul frecvențelor înalte s-a prevăzut un mic condensator ajustabil C_a (trimer) a cărui valoare se reglează experimental spre a obține o caracteristică de frecvență plată.

Folosirea ca sarcină pentru etajele finale a unor rezistențe bobinate a dus la apariția în caracteristica de frecvență a unei supracompensări. Pentru a micșora inductanța proprie a acestor rezistențe fără a crește capacitatea parazită față de masă, pe corpul rezistențelor s-au pus o serie de spire în scurtcircuit.

Reglajul de amplificare se face în trepte cu ajutorul atenuatorului de intrare şi fin, între trepte, cu ajutorul potenţiometrului $P = 1\,k\Omega$

Performanţele experimentale ale amplificatorului sînt: tensiune de ieşire 2×140 V (amplitudine) simetric faţă de masă; banda de trecere 15 Hz la 5 MHz (3 db); distorsiuni mai mici ca 5%; semnal maxim de intrare (pe grila primului tub) pentru care amplificatorul nu se supraîncarcă, $U_i = 0{,}25$ V.

III. Baza de timp şi circuitele de declanşare. Circuitul de intrare are în acelaşi timp rolul de standardizor şi de discriminator de

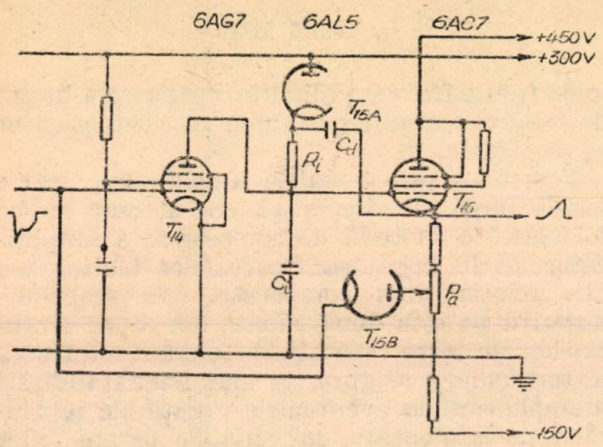


Fig. 3. Generatorul de baleiaj.

amplitudine. Funcţiunea de standardizor constă în aceea că, sub comanda unui semnal oarecare, circuitul trimite o serie de impulsuri dreptunghiulare de frecvenţă corespunzătoare, a căror amplitudine este constantă şi independentă de semnal. In plus, circuitul poate fi declanşat numai de semnale care depăşesc un anumit nivel critic, nivel care poate fi reglat în limitele de la -100 V la $+100$ V cu potenţiometrul P. In fond, acest circuit, realizat cu tuburile T_9 şi T_{10} (6AC7) este un multivibrator bistabil cu cuplaj catodic, întîlnit în literatură sub numele de schema-releu Schmitt.

Cu ajutorul comutatorului K_4 este ales impulsul din placa T_9 sau T_{10}, după polaritatea semnalului de intrare, astfel ca în circuitul de diferenţiere să fie introdus întotdeauna un impuls pozitiv. Tubul T_{11} (6AC7) fiind normal tăiat, asupra lui are efect numai impulsul corespunzător diferenţierii frontului semnalului dreptunghiular, care este amplificat, inversat şi introdus în grila T_{13} (6AG7). Primii trei electrozi ai acestui tub împreună cu trioda $T_{12\,A}$ (1/2 ECC40) alcătuiesc un multivibrator bistabil obişnuit (Eccles—Jordan). El trimite de la placa T_{13} prin repetorul catodic T_{12B} semnalul de aprindere a spotului pe grila Wehnelt a tubului catodic. Tot de aici pleacă impulsul de pornire al generatorului de baleiaj (placa T_{12A}) şi a calibratorului de timp.

Generatorul de baleiaj propriu-zis, este construit cu tuburile T_{14} (6AG7), T_{15A} (1/2 6AL5) şi T_{16} (6AC7).

Tensiunea în dinţi de ferăstrău se obţine prin încărcarea condensatorului C_i prin rezistenţa R_i (fig. 3). Pentru liniarizare, este aplicată o reacţiune prin repetorul catodic T_{16}, care menţine aproape constant potenţialul la bornele R_i şi deci curentul de încărcare. Se poate arăta că tensiunea la bornele C_i este porţiunea iniţială dintr-o exponenţială, de constantă de timp echivalentă $\frac{R_i C_i}{1 - A}$ şi care tinde la valoarea finală $\frac{E_a}{1-A}$, unde A este amplificarea etajului repetor catodic. Cum de obicei $0{,}95 < A < 1$ se vede că obţinem o curbă extrem de apropiată de o linie dreaptă [7], [9].

Pornirea generatorului se face prin tăierea curentului prin tubul T_{14}. Revenirea se face automat, cînd o parte din tensiunea de ieşire este reintrodusă prin dioda $T_{15\,B}$ la grila T_{14}. Forma de undă în acest punct este arătată în fig. 4.

Potenţialul P_a fixează valoarea amplitudinii. Schema nu lucrează satisfăcător la durate lungi (peste 10 ms) şi la rapoarte semnal pe pauză mari (peste 2—3) datorită faptului că C_d nu poate recîştiga în pauză sarcina pierdută prin încărcarea C_i.

Pentru atacarea simetrică a plăcilor axei X, este introdus etajul inversor T_{17} (6AG7). El este de tipul antirepetor anodic. Reacţiunea negativă puternică placă—grilă coboară amplificarea la -1 şi asigură o impedanţă de ieşire

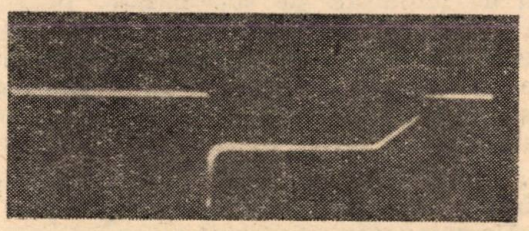


Fig. 4. Forma de undă a tensiunii la grila T_{14}.

mică, liniaritate şi bandă largă de frecvenţă (0—9 MHz) [8].

Inainte de a ajunge la plăcile deflectoare ale axei X (ambele spoturi) baza de timp trece printr-un circuit de refacere a componentei medii, pe dubla diodă T_{18}. Acesta este necesar pentru a elimina deplasările imaginii pe orizontală, care survin cînd se modifică raportul semnal/pauză [7].

Prin comutarea diverselor valori ale grupului R—C din generatorul de baleiaj se obţin 9 viteze, variind între 0,1 μs/cm şi 0,6 ms/cm. Amplitudinea este de 2×375 V simetric faţă de masă. Eroarea de neliniaritate este de circa 0,5%.

IV. Sincronizarea interioară și circuitele de întîrziere. Varianta funcțională 3, *b* din introducere, presupune declanșarea din interior a generatorului bazei de timp. Această funcțiune o îndeplinește oscilatorul—pilot construit pe tubul T_{19} (ECC40). Schema aleasă este aceea a unui oscilator *RC* cu punte „Wien" care lucrează pe zece frecvențe fixe cuprinse între 75—30 000 Hz. Frecvența rețelei se obține de la unul din circuitele de încălzire ale tuburilor. Tensiunea sinusoidală este amplificată și trimisă printr-un repetor catodic la o bornă pe panoul aparatului (ieșirea sincroscopului). Pentru a declanșa cu ajutorul ei generatorul de baleiaj se conectează această ieșire la intrarea sincroscopului. Impulsul de sincronizare care comandă (sau sincronizează) fenomenul sub observație este generat de schema — releu T_{22} (ECC40). Această schemă— releu este analogă cu cea de la intrarea bazei de timp (T_9 și T_{10}), adică poate lucra ca discriminator de amplitudine. La grila T_{22B} se aplică chiar tensiunea de baleiaj în dinți de ferăstrău. Prin reglajul potențiometrului $P = 100\ k\Omega$ se poate întîrzia momentul basculării, astfel ca impulsul de sincronizare se apară întîrziat față de momentul pornirii baleiajului.

Această schemă are avantajele că întîrzierea variază între zero și o valoare maximă care este totdeauna egală cu durata bazei de timp și că este asigurată sincronizarea perfectă a impulsului cu baleiajul, lucru de care depinde stabilitatea imaginii pe ecran. Caracteristicile impulsului de sincronizare, obținut după diferențiere și limitare, sînt următoarele: polaritate +, amplitudine 90 V, front 0,6 μs, lățime 5 μs.

V. Măsurători de tensiune și timp. Pentru măsurarea tensiunii de semnal care apare pe plăcile axei *Y* ale tubului catodic (la ieșirea amplificatorului), se folosește un voltmetru cu retragere. Amplitudinea semnalului se măsoară prin deplasarea acestuia pe ecranul tubului catodic față de un reper ales arbitrar. Pe un voltmetru de c.c. se citește tensiunea care a fost necesară pentru aceasta. Impărțind indicația voltmetrului la amplificarea cunoscută se deduce mărimea semnalului la intrare [2].

Precizia acestei măsurători (în cazul folosirii unui instrument de calitate) depinde mai ales de constanța amplificării. Aceasta justifică o dată în plus folosirea reacțiunii negative puternice.

Măsurătoarea de timp se face prin trimiterea pe cel de al doilea spot a unei tensiuni sinusoidale de frecvență cunoscută. Oscilatorul construit pe tubul T_{23} este de tipul „în trei puncte Hartley". Acest oscilator funcționează în impulsuri radio, adică în trenuri de oscilații de amplitudine constantă, sincronizate cu baza de timp. In pauza T_{23A} conduce și impedanța sa de ieșire mică amortizează circuitul oscilant astfel că oscilațiile nu se amorsează. Impulsul negativ din placa T_{12A} care declanșează generatorul de baleiaj, provoacă în același timp tăierea tubului T_{23A} și amorsarea unui tren de oscilații. Prin reglarea rezistenței din catoda T_{23B} se poate obține constanța amplitudinii oscilațiilor pe durata impulsului radio. Frecvențele alese sînt: 50 kHz, 500 kHz și 5 MHz. Diferitele măsurători

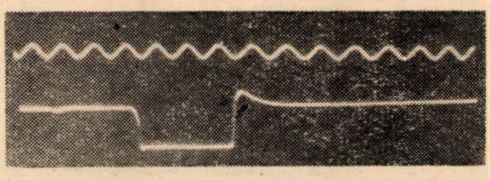


Fig. 5 *a*. Impuls de tensiune 40 V. Frecvența de calibrare 500 kHz.

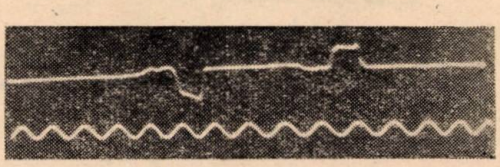


Fig. 5, *b*. Impulsul de la 5, *a* vizualizat la intrarea unei linii artificiale cu ieșirea în scurtcircuit.

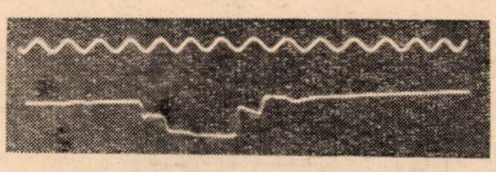


Fig. 5, *c*. Impulsul de la 5, *a* vizualizat la intrarea unei linii artificiale cu ieșirea în gol.

de durată se fac prin suprapunerea semnalului peste sinusoida de calibrare. Apreciem că erorile introduse de variația de frecvență a oscilatorului *LC* ca și de citirea prin suprapunere nu depășesc 5% [7].

Circuitele descrise mai sus fac din sincroscop nu numai un aparat pentru vizualizarea calitativă a formelor de undă ci și un aparat de măsură cantitativă a cărui precizie se aseamănă cu cea a celorlalte aparate de măsură electronice.

Pentru exemplificare în fig. 5 sînt arătate fotografiile unor forme de undă de pe ecranul tubului catodic.

VI. Alimentarea tubului catodic. Tubul catodic folosit, un tub cu două spoturi de tipul OR —2—160/2/6 cere ca tensiune de accelerare o tensiune continuă de 2000 V.

Soluția adoptată pentru obținerea acestei tensiuni constă în folosirea unui oscilator T_{III} (6V6) lucrînd pe o frecvență ridicată (150 kHz) a cărui bobină de placă este cuplată cu o bobină ridicătoare de tensiune. Aceasta alimentează

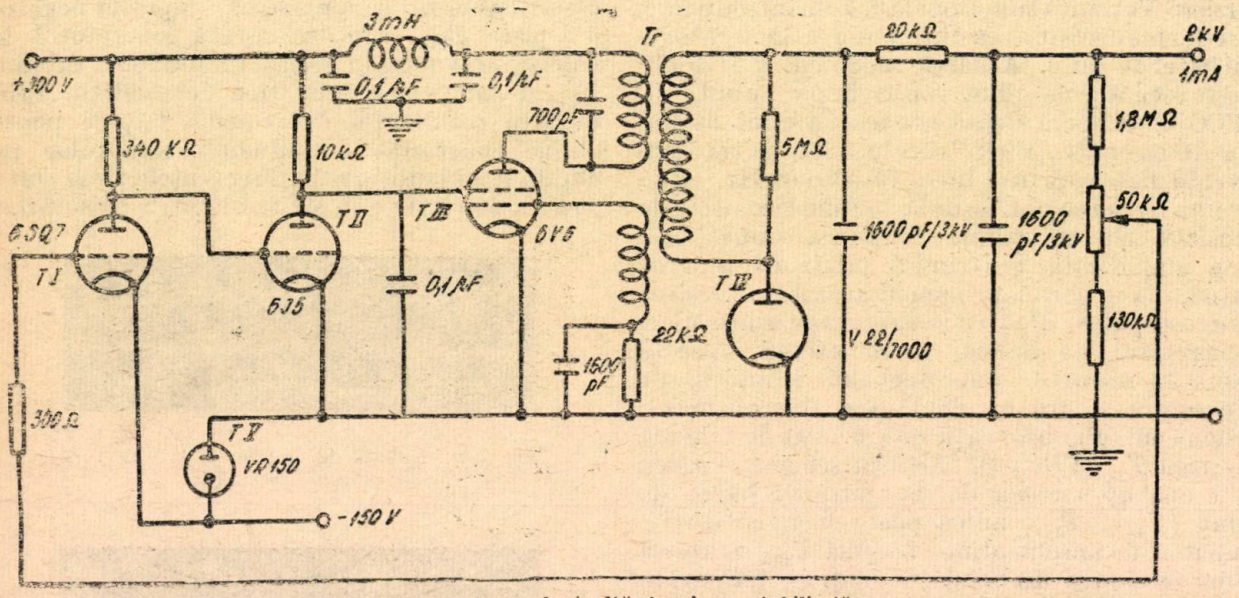


Fig. 6. Sursa de înaltă tensiune stabilizată.

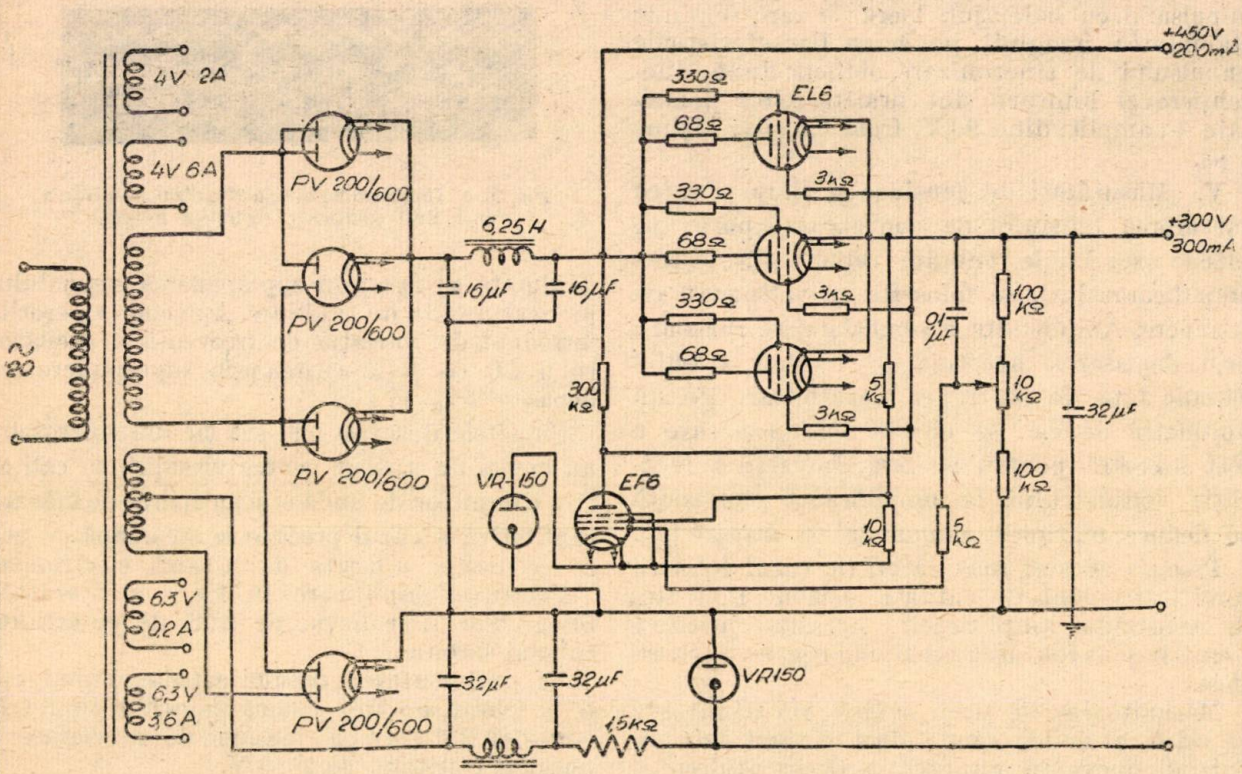


Fig. 7. Sursa de alimentare generală.

un redresor monoalternanță T_{IV} (V22/7000) ce furnizează tensiunea continuă necesară (fig. 6).

Această soluție [10], deși introduce un tub electronic în plus, are față de soluția clasică (redresor de la frecvența rețelei) o serie de avantaje : transformatorul ridicător de tensiune nu mai are miez de fier, ocupă loc puțin, are greutate mică, iar pe de altă parte un filtru eficace la ieșirea redresorului este mai ușor de realizat necesitînd condensatori de valoare mult mai mică. In plus pericolul de electrocutare este înlăturat. In aparat este prevăzut loc și putere pentru introducerea unui stabilizator electronic al tensiunii de —2000 V, stabilizator ce acționează atît la variațiile tensiunii de alimentare cît și la variațiile curentului de sarcină. Stabilizatorul a fost realizat experimental cu schema din fig. 6 și are următoarele performanțe : tensiunea reglabilă în plaja 1800—2500 V ; variația tensiunii la ieșire mai mică de 0,1% la variații ale tensiunii de alimentare ale tubului oscilator de ± 10%.

Circuitele anexe tubului catodic cuprind : potențiometrul care reglează intensitatea spotului, potențiometrul care reglează focalizarea lui și potențiometrii dubli care reglează deplasarea spotului pe verticală și pe orizontală. Este prevăzută o corecție de astigmatism. Pentru simplificare, în schemă s-au desenat circuitele aferente unui singur spot.

VII. **Alimentarea generală.** Pentru alimentarea cu tensiune continuă a părților componente ale sincroscopului, sursa de alimentare asigură următoarele tensiuni :

+ 450 V, 200 mA — nestabilizat
+ 300 V, 300 mA — stabilizat electronic.
— 150 V, 30 mA — stabilizat.

Schema sursei de alimentare este dată în fig. 7. Performanțele obținute sînt următoarele :

— amplitudinea tensiunii de ondulație la ieșirea de + 450 V este de circa 150 mV :

— amplitudinea tensiunii de ondulație la ieșirea de + 300 V este de circa 3 mV.

— amplitudinea tensiunii de ondulație la ieșirea de 150 V este de circa 25 mV ;

Stabilizatorul electronic (ieșirea + 300 V) asigură o stabilizare practic infinită pentru variații ale tensiunii rețelei între +5% și—10%.

VIII. **Realizarea constructivă.** Aparatul a fost construit cu mijloacele Institutului Politehnic. El cuprinde două unități : sursa de alimentare și sincroscopul propriu zis, legate între ele printr-un cablu cu 6 conductori. Amplificatorul și baza de timp cu circuitele anexe formează două subansamble construite pe șasiuri separate care se pot cu ușurință scoate din ansamblul sincroscopului. Aceasta ca și forma T aleasă pentru șasiu, permite accesul comod pentru depanare și favorizează disipația. Deși destinat folosirii în laborator, aparatul a fost construit astfel ca să prezinte o bună siguranță în exploatare. Pentru aceasta piesele (rezistențe, tuburi) lucrează mult sub limita de disipație admisibilă. Aparatul consumă de la rețeaua de 120 V o putere de circa 500 VA. Greutatea ambelor unități este de circa 65 kg.

Bibliografie

[1] Sovremenii katodnii ostilograf, p. 1, 2, 3 Moscova, 1954.
[2] *Soller, Starr, Valley* : Cathode ray tube displays New-York, London, 1947.
[3] *Fitch, Titterton* : Rev. Sci. Instr. v. 18, 1947, p. 821.
[4] *Elmor, Sands* : Electronica v iadernoi fizike, Moscova, 1951.
[5] *Everest, Johnston* : Proceedings I.R.E. v. 28, 1940, p. 71.
[6] *Bonci-Bruevici* : Primenenie electronnih lamp v experimentalnoi fizike, ed. III, Moscova, 1955.
[7] *Chance, Hughes, Mac Nichol, Sayre, Williams* : Waveforms, New-York, London, 1947.
[8] *Soverly* : Wireless World, oct. 1948.
[9] *Meerovici, Zelicenco* : Impulsnaia tehnika, ed. II., Moscova, 1954
[10] *Schade* : Proceedings I.R.E. v. 31, 1943, 158.

**

КАТОДНЫЙ ОСЦИЛОСКОП ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ (СИНХРОСКОП)

Резюме

Описывается специализированный осцилоскоп для изучения импульсов, осуществляемый авторами, в Бухарестком Политехническом Институте.

**

DER KATHODENOSZILLOGRAPH FÜR DAS STUDIUM DER IMPULSE (SYNCROSCOP)

Zusammenfassung

Es wird ein spezieller Oszillograph für das Studium der Impulse beschrieben, der in der Politechnischen Hochschule von Bukarest von den Autoren selbst gebaut wurde.

Distorsiunile neliniare datorite regimului tranzitoriu în amplificatorii clasa B

Ing. N. VILCOV

621.375.227.094

Se face un studiu asupra distorsiunilor neliniare datorită regimului tranzitoriu la racordarea stărilor de funcționare clasă B, în amplificatori muzicali, cu excitațile în contratimp. Regimul permanent este privit ca o succesiune de regimuri tranzitorii în circuite cu tuburi avînd caracteristice liniare. Se aplică metode de calcul operațional și se deduce regimul permanent cu distorsiuni de neliniaritate. Se discută rezultatele inclusiv în cazul cînd se aplică o reacție negativă.

Etajele de putere din amplificatorii de audiofrecvență destinate să furnizeze puteri muzicale care depășesc cîteva zeci de waţi, lucrează aproape exclusiv în regimul de funcționare clasă B. Acest regim impune utilizarea a două tuburi montate în contratimp, ca în fig. 1; la intrările celor două tuburi se aplică semnale identice însă defazate între ele cu o jumătate de perioadă. Funcționarea etajului amplificator

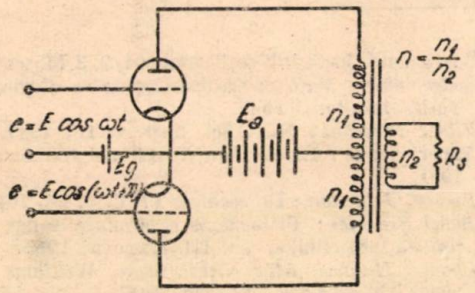


Fig. 1

în clasă B se obține prin alegerea corespunzătoare a celor două tensiuni E_a și E_g, care trebuie să satisfacă relația:

$$E_g = \frac{E_a}{\mu} \qquad (1)$$

unde μ este factorul de amplificare al unui tub. Calculele de proiectare ale unui asemenea etaj se fac obișnuit pe caracteristicile reale ale tuburilor, ceea ce permite aprecierea destul de exactă a puterilor care intră în joc și a distorsiunilor de neliniaritate produse de etaj. In aceste calcule se neglijează însă adesea influența unor fenomene, secundare prin origina lor, dar nu mai puțin importante pentru funcționarea etajului. Funcționarea oarecum forțată a amplificatorilor clasă B—curent de repaus nul, pătrunderea caracteristicii dinamice în domeniul tensiunilor de grilă pozitive — prezentînd avantajul unui randament ridicat, aduce după sine apariția unor fenomene secundare, cum sînt oscilațiile parazite de tip „dinatron" în circuitul grilei de comandă, sau distorsiunile neliniare datorite fenomenelor tranzitorii din circuitul anodic, de care ne vom ocupa în cele ce urmează.

Scopul acestui articol este de a prezenta sintetic concluziile unor lucrări publicate în străinătate, în principal cele indicate în [1] și [2] asupra acestui fenomen.

Existența regimului tranzitoriu — impropriu denumit astfel după cum vom vedea în continuare — se datorește faptului, că pe de o parte curenții anodici trec prin tuburi numai cîte o jumătate de perioadă, forma lor de undă reprezentînd o sinusoidă simplu redresată, iar pe de altă parte, în circuitele anodice ale tuburilor se găsesc inductanțe. Atît la tăierea cît și la stabilirea curenților prin tuburi vom avea, în consecință, regimuri tranzitorii, care sînt în același timp staționare, întrucît se regăsesc după un timp infinit de lung de la aplicarea semnalului sinusoidal la intrarea etajului. Asemenea procese, totodată tranzitorii și staționare, sînt proprii numai sistemelor neliniare [1]. Pentru a preciza noțiunile, vom considera de aici înainte că în fiecare perioadă avem un regim liber (conținînd termeni care dispar cînd durata perioadei tinde către infinit) și un regim forțat. De asemenea, vom presupune caracteristicile tuburilor liniare în intervalul de conducție, ceea ce ne va permite utilizarea circuitului echivalent al tubului electronic și ne va simplifica tratarea analitică. Astfel, schema din fig. 2 este perfect echivalentă cu schema reală, din punctul de vedere al variațiilor de tensiuni și curenți.

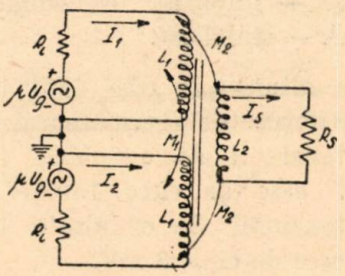


Fig. 2

Mărimile notate aici prin I_1, I_2, I_s, U_g sînt transformatele curenților i_{a_1}, i_{a_2}, i_s și tensiunii e, exprimate ca funcțiuni de timp. Din considerente de simetrie, vom considera în restul calculelor $I_1 = I_2$.

In schema echivalentă din fig. 2 s-a notat prin M_1 inductanța mutuală dintre cele două jumătăți ale înfășurării primare și prin M_2 inductanța mutuală între o jumătate a înfășurării primare și înfășurarea secundară. Dacă

L_1 și L_2 sînt inductanțele proprii ale înfășurărilor, factorii de cuplaj K_1 și K_2, factorii de scăpări σ_1, σ_2 și inductanțele de scăpări $\sigma_1 L_1$ și $\sigma_2 L_1$, corespunzătoare la M_1 și M_2, se definesc prin următoarele relații :

$$\left.\begin{aligned} K_1^2 &= \frac{M_1^2}{L_1^2} \quad \sigma_1 = 1 - \frac{M_1^2}{L_1^2} \quad \sigma_1 L_1 = L_1 - \frac{M_1^2}{L_1} \simeq L_1 - M_1 \\ K_2^2 &= \frac{M_2^2}{L_1 L_2} \quad \sigma_2 = 1 - \frac{M_2^2}{L_1 L_2} \quad \sigma_2 L_1 = L_1 - \frac{M_2^2}{L_2} \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Practica arată [2], că pentru transformatorii „în sîmbure" cu înfășurări secționate legate în zig—zag, se poate considera cu o bună aproximație : $\sigma_1 = \sigma_2$ și vom nota de acum înainte $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$. Aplicarea legilor lui Kirchhoff pentru transformatele tensiunilor și curenților, utilizînd impedanțele operaționale, ne conduce la următorul sistem [2] de două ecuații cu două necunoscute :

$$\left.\begin{aligned} (R_i + pL_1 + pM_1) I_1 + pM_2 I_s &= \mu U_g \\ 2pM_2 I_1 + (R_s + pL_2) I_s &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Rezolvînd acest sistem în raport cu I_1 și I_s, obținem soluțiile :

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{\mu U_g}{R_i + pL_1 + pM_1 - \dfrac{2p^2 M_2^2}{R_s + pL_2}} \\ I_s &= \frac{-\dfrac{2pM_2}{R_s + pL_2} \mu U_g}{R_i + pL_1 + pM_1 - \dfrac{2p^2 M_2^2}{R_s + pL_2}} \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Examinînd soluțiile (4) observăm două lucruri : In primul rînd, se constată, că curentul I_1 rezultă, ca și cum tensiunea de excitație μU_g ar lucra pe o impedanță echivalentă :

$$Z_{ech} = R_i + pL_1 + pM_1 - \frac{2p^2 M_2^2}{R_s + pL_2}. \quad (5)$$

Folosind relațiile de definiție (2) se poate pune această impedanță echivalentă sub forma :

$$Z_{ech} = R_i + p\sigma L_1 + 2pM_1 \left[1 - \frac{p\dfrac{M_2^2}{M_1}}{R_s + pL_2}\right] =$$

$$= R_i + p\sigma L_1 + 2pM_1 \frac{R_s + p\left(L_2 - \dfrac{M_2^2}{M_1}\right)}{R_s + pL_2}. \quad (6)$$

In gama frecvențelor muzicale, avem : $pL_2 \gg R_s$, iar în conformitate cu relațiile (2) putem scrie :

$$\left.\begin{aligned} &\frac{M_1}{L_2}\left(L_2 - \frac{M_2^2}{M_1}\right) = \sigma_2 L_1 - \sigma_1 L_1 = (\sigma_2 - \sigma_1) L_1 = 0 \\ &\frac{M_1}{L_2} \simeq \frac{L_1}{L_2} = n^2 \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

în care n este raportul de transformare între secundar și o jumătate a înfășurării primare. Cu aceste considerații, impedanța echivalentă va fi :

$$Z_{ech} = R_i + p\sigma L_1 + 2n^2 R_s. \quad (8)$$

In al doilea rînd, se constată că între curenți I_1 și I_s există relația :

$$I_s = -\frac{2pM_2}{R_s + pL_2} I_1 \simeq$$

$$\simeq -2\frac{M_2^2}{L_2} I_1 \simeq -2\frac{\sqrt{L_1 L_2}}{L_2} = -2n I_1. \quad (9)$$

Expresia impedanței echivalente (8) ne sugerează ideea utilizării unei scheme echivalente [2], de tipul celei din fig. 3. După cum se

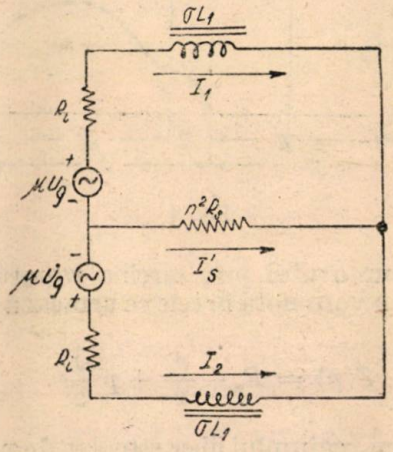


Fig. 3

poate ușor verifica, curenții I_1 și I_2 din schemă reprezintă transformatele curenților anodici din cele două tuburi, In ceea ce privește curentul I_s', se poate arăta că el reprezintă transformata curentului din sarcină, raportat la o jumătate de înfășurare primară. Intr-adevăr, pe baza relației (9) putem scrie

$$I_s' = -(I_1 + I_2) = -2I_1 = -2\left(-\frac{I_s}{2n}\right) = \frac{I_s}{n}. \quad (10)$$

Rezultă că schema din fig. 3 ne permite să găsim, folosind metodele calculului operațional, atît curenții din cele două tuburi cît și curentul din rezistența de sarcină R_s. Este mult mai comod să căutăm expresiile curenților ca funcțiuni de timp, valabile doar pentru anumite fracțiuni din perioadă [1]. In acest scop împărțim întreaga perioadă în patru intervale, așa cum se arată în fig. 4. Cele patru intervale de timp definesc două situații distincte : conduc ambele tuburi sau conduce un singur tub. Datorită simetriei circuitului, pentru delimitarea celor patru intervale a fost necesară introducerea a numai două unghiuri auxiliare α și β. Determinarea acestor unghiuri auxiliare se va face,

punînd curenților, pe care îi vom afla, condițiile de continuitate la limitele care separă intervalele. Tot din considerente de simetrie, va fi suficient să găsim expresiile curenților în intervalele I și II (curenții i_{a_1}, i_{a_2}, $i_{a_{1t}}$ din figură), pentru a trasa curenții anodici în întreaga perioadă.

Pentru primul interval, întrucît conduc ambele tuburi, schema echivalentă din fig. 3 se păstrează integral. Impedanța operațională, care se opune

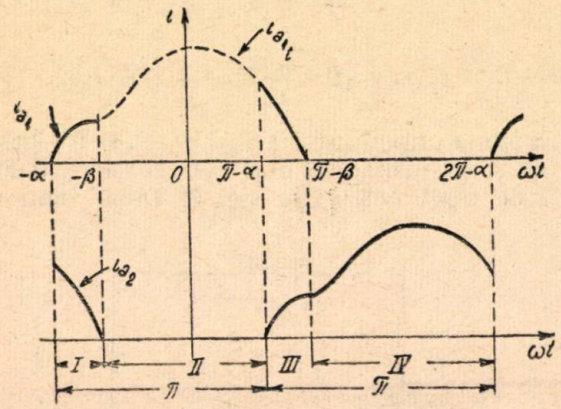


Fig. 4

trecerii curentului prin sarcina raportată n^2R_s (pe care o vom nota în cele ce urmează prin R_a) este :

$$Z(p) = R_a + \frac{R_i}{2} + p\frac{\sigma L_1}{2}. \qquad (11)$$

Curentul regimului liber este dat de un termen exponențial, avînd ca decrement logaritmic soluția ecuației $Z(p) = 0$:

$$p_1 = -\frac{R_i + 2R_a}{\sigma L_1} = -m_1\,\omega\,;$$
$$m_1 = \frac{R_i + 2R_a}{\omega\sigma L_1}. \qquad (12)$$

Curentul regimului forțat rezultă împărțind tensiunea totală de excitație, la impedanța care se obține făcînd în expresia impedanței operaționale : $p = j\,\omega$. Modulul și faza acestei impedanțe sînt date de relațiile :

$$\left.\begin{aligned} Z_1^2 &= \left(R_a + \frac{R_i}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega\sigma L_1}{2}\right)^2 \\ \varphi_1 &= \operatorname{arctg}\frac{\omega\sigma L_1}{R_i + 2R_a} \end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

Expresia totală a curentului din sarcina raportată R_a este deci :

$$i_s' = -2Ae^{-m_1\omega t} - \frac{2\mu E}{Z_1}\cos(\omega t - \varphi_1) \qquad (14)$$

în care A este o constantă arbitrară, pe care o vom determina tot din condiții la limită.

Impedanța operațională, care se opune trecerii curentului anodic, este aceeași pentru ambele tuburi :

$$Z(p) = R_i + p\sigma L_1 + \frac{R_a(R_i + p\sigma L_1)}{R_a + R_i + p\sigma L_1} =$$
$$= (R_i + p\sigma L_1)\frac{R_i + 2R_a + p\sigma L_1}{R_i + R_a + p\sigma L_1}. \qquad (15)$$

Anularea impedanței operaționale, pentru găsirea regimului liber al curenților anodici, ne furnizează rădăcinile :

$$p_1 = -\frac{R_i + 2R_a}{\sigma L_1} = -m_1\,\omega\,;\quad m_1 = \frac{R_i + 2R_a}{\omega\sigma L_1}$$
$$p_2 = -\frac{R_i}{\sigma L_1} = -m_2\,\omega\,;\quad m_2 = \frac{R_i}{\omega\sigma L_1}. \qquad (16)$$

Pentru găsirea regimului forțat am putea proceda ca mai sus făcînd $p = j\omega$ în expresia lui $Z(p)$ din (15). Este însă mult mai simplu să observăm în schema echivalentă, că curenții anodici din regimul forțat sînt de două ori mai mici și opuși ca fază curentului din sarcina raportată R_a. Prin urmare putem scrie :

$$\left.\begin{aligned} i_{a_1} &= A_1 e^{-m_1\omega t} + B_1 e^{-m_2\omega t} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\omega t - \varphi_1) \\ i_{a_2} &= A_2 e^{-m_1\omega t} + B_2 e^{-m_2\omega t} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\omega t - \varphi_1) \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Insă cei doi curenți anodici trebuie să satisfacă în orice moment condiția :

$$i_{a_1} + i_{a_2} = -i_s' \qquad (18)$$

de unde rezultă următoarele relații între constante :

$$\left.\begin{aligned} A_1 + A_2 &= 2A \\ B_1 + B_2 &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

Din cea de-a doua relație rezultă : $B_1 = -B_2$ și vom nota această valoare fără indice : $B = B_1 = -B_2$. Din prima relație putem deduce ținînd seamă de simetria circuitului : $A_1 = A_2 = A$. Cei trei curenți căutați vor fi, deci, pentru primul interval (și în principiu și pentru al treilea interval) de forma :

$$\left.\begin{aligned} i_{a_1} &= Ae^{-m_1\omega t} + Be^{-m_2\omega t} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\omega t - \varphi_1) \\ i_{a_2} &= Ae^{-m_1\omega t} - Be^{-m_2\omega t} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\omega t - \varphi_1) \\ i_s' &= -2Ae^{-m_1\omega t} - \frac{2\mu E}{Z_1}\cos(\omega t - \varphi_1) \end{aligned}\right\} \qquad (20)$$

In cel de-al doilea interval al perioadei, conduce curent numai unul din tuburi, celălalt (notat în fig. 4 prin indicele 2) fiind tăiat. Se poate utiliza și în acest caz schema echivalentă din fig. 3. în care vom considera însă pentru cel de-al doilea tub $R_i = \infty$. Intrucît

$I_2 = 0$, curentul prin sarcina echivalentă va fi identic cu cel al primului tub, dar cu semn schimbat:

$$I_s' = -I_1. \tag{21}$$

Impedanța operațională, care se opune trecerii acestui curent comun, este:

$$Z(p) = R_i + R_a + p\,\sigma L_1. \tag{22}$$

Soluția ecuației $Z(p) = 0$ ne dă decrementul logaritmic al regimului liber:

$$p_3 = -\frac{R_i + 2R_a}{\sigma L_1} = -m_3\,\omega\,;\quad m_3 = \frac{R_i + R_a}{\omega\sigma L_1}. \tag{23}$$

Regimul forțat este determinat de impedanța $Z(j\omega)$, avînd ca modul și fază expresiile:

$$\left.\begin{aligned} Z_3^2 &= (R_i + R_a)^2 + (\omega\sigma L_1)^2 \\ \varphi_3 &= \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega\sigma L_1}{R_i + R_a} \end{aligned}\right\} \tag{24}$$

Curentul total, comun pentru primul tub și sarcina echivalentă, va fi dat de relația:

$$i_{a_1} = -i'_{s_t} = Ce^{-m_3\omega t} + \frac{\mu E}{Z_2}\cos(\omega t - \varphi_2). \tag{25}$$

Componenta variabilă a tensiunii anodice pe tubul tăiat poate fi găsită, dacă observăm, că în acest caz tensiunea anodică pe tubul al doilea este cea de la bornele sarcinii echivalente. Putem deci scrie:

$$u_{a_{2_t}} = -R_a i'_{s_t} = R_a Ce^{-m_3\omega t} + \\ + R_a\frac{\mu E}{Z_2}\cos(\omega t - \varphi_2). \tag{26}$$

Am obținut după cum se vede, toate mărimile care ne interesează, date de relațiile (20), (25) și (26). In aceste expresii intervin însă trei constante arbitrare A, B, C și două unghiuri auxiliare α, β, ale căror valori, depinzînd de parametrii circuitului, trebuie aflate pentru a putea trasa formele de undă ale curenților. Sînt necesare în acest scop cinci ecuații, pe care le vom scrie—cum am arătat și mai sus—pe baza unor condiții la limitele dintre intervale.

Primele două ecuații se obțin scriind, că la cele două capete ale primului interval se anulează cîte unul din curenții celor, două tuburi respectiv:

$$\left.\begin{aligned} i_{a_1}(-\alpha) &= 0 \\ i_{a_2}(-\beta) &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{27}$$

Alte două ecuații rezultă din condiția de continuitate a curenților, avînd expresii diferite din intervalele vecine:

$$\left.\begin{aligned} i_{a_{1t}}(\pi - \alpha) &= i_{a_2}(-\alpha) \\ i_{a_1}(-\beta) &= i_{a_{1t}}(-\beta) \end{aligned}\right\} \tag{28}$$

Cea de a cincea ecuație:

$$u_{a_{2_t}}(-\beta) + \mu E\cos(-\beta) = 0 \tag{29}$$

exprimă faptul că în, momentul tăierii curentului prin tubul al doilea, partea variabilă a tensiunii echivalente pe anodul tubului trebuie să fie nulă, întrucît partea constantă a acestei tensiuni este nulă, conform definiției regimului de funcționare clasă B. Cele cinci ecuații scrise explicit ne dau următorul sistem:

$$\left.\begin{aligned} &Ae^{m_1\alpha} + Be^{m_2\alpha} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\alpha + \varphi_1) = 0 \\ &Ae^{m_1\beta} - Be^{m_2\beta} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\beta + \varphi_1) = 0 \\ &Ce^{-m_3(\pi-\alpha)} - \frac{\mu E}{Z_2}\cos(\alpha + \varphi_2) = Ae^{m_1\alpha} - \\ &\qquad - Be^{m_2\alpha} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\alpha + \varphi_1) \\ &Ae^{m_1\beta} + Be^{m_2\beta} + \frac{\mu E}{Z_1}\cos(\beta + \varphi_1) = \\ &\qquad = Ce^{m_3\beta} + \frac{\mu E}{Z_2}\cos(\beta + \varphi_2) \\ &R_a Ce^{m_3\beta} + \frac{R_a\mu E}{Z_2}\cos(\beta + \varphi_2) + \mu E\cos\beta = 0 \end{aligned}\right\} \tag{30}$$

In sistemul de ecuații (30), constantele de integrare apar legate între ele prin relații liniare, pe cînd unghiurile auxiliare sînt exprimate sub formă transcendentă. De aceea, se rezolvă întîi sistemul în raport cu A, B și C, exprimîndu-le în funcție de unghiurile auxiliare. De exemplu, primele două ecuații ne dau următoarele expresii pentru constantele de integrare A și B:

$$\left.\begin{aligned} A &= -\frac{\mu E}{Z_1}\frac{e^{m_2\beta}\cos(\alpha + \varphi_1) + e^{m_2\alpha}\cos(\beta + \varphi_1)}{e^{m_1\alpha + m_2\beta} + e^{m_1\beta + m_2\alpha}} \\ B &= \frac{\mu E}{Z_1}\frac{e^{m_1\beta}\cos(\alpha + \varphi_1) - e^{m_1\alpha}\cos(\beta + \varphi_1)}{e^{m_1\alpha + m_2\beta} - e^{m_1\beta + m_2\alpha}} \end{aligned}\right\} \tag{31}$$

iar din ultima ecuație rezultă cea de-a treia constantă de integrare:

$$C = -\frac{\mu E\left[\frac{1}{Z_2}\cos(\beta + \varphi_2) + \frac{1}{R_a}\cos\beta\right]}{e^{m_3\beta}}. \tag{32}$$

Introducînd expresiile constantelor de integrare date de (31) și (32) în ecuațiile trei și patru din sistemul (30), obținem un sistem de două ecuații cu două necunoscute: α și β. Ecuațiile fiind transcendente se rezolvă pe cale grafică, prin intersecția celor două curbe pe care le reprezintă într-un sistem plan de coordonate α—β. Trasarea curbelor nu trebuie făcută utilizînd prea multe puncte, ținînd seamă că unghiurile auxiliare sînt cuprinse, obișnuit, între 80 și 105°. O dată găsite unghiurile auxiliare, se determină din (31) și (32) valorile numerice ale constantelor de integrare

şi se trasează folosind expresiile date de relaţiile (20) şi (25), formele de undă ale celor doi curenţi anodici şi a curentului de sarcină. Trasînd aceste curbe, pentru un etaj final, avînd frecvenţa superioară limită de 8 000 Hz, obţinem următoarele valori [2] la un semnal de 1 000 Hz frecvenţă :

$$\alpha = 104° \qquad \beta = 83°.$$

Distorsiunile de neliniaritate ale curentului de sarcină, calculate pe cale grafică, sînt în acest caz de circa 10%. La frecvenţe mai mari, distorsiunile vor creşte şi mai mult [1] întrucît decrementii logaritmici m_1, m_2, m_3 scad cu frecvenţa. Se vede prin urmare, că regimul tranzitoriu nu poate fi neglijat ci trebuie alese condiţii de funcţionare, care să realizeze un regim tranzitoriu cît mai favorabil. Pentru a micşora efectul regimului tranzitoriu, va trebui să mărim, pe cît posibil, valorile decrementilor logaritmici m_1, m_2, m_3, fără a condiţiona însă frecvenţa de semnal. Expresiile decrementilor logaritmici din (12), (16) şi (23) arată că aceştia depind pe lîngă frecvenţă şi de rezistenţa internă a tubului, de inductanţa de scăpări a transformatorului şi de sarcina raportată. Intrucît însă, la o sarcină dată, tubul şi parametrii transformatorului se aleg din condiţii energetice, de transfer optim de putere, se pare că problema este de nerezolvat. Soluţia, care există totuşi, constă în utilizarea unei reacţii negative de tensiune [2]. Ideea utilizării reacţiei negative este firească, deoarece, după cum se ştie, reacţia negativă de tensiune echivalează cu o creştere a sarcinii amplificatorului : ori, dacă ceilalţi parametri se menţin constanţi, creşterea lui R_a măreşte decrementii logaritmici (exceptînd pe m_3), ceea ce micşorează termenii regimului liber al curenţilor şi, în consecinţă, distorsiunile de neliniaritate provocate de regimul tranzitoriu.

In legătură cu folosirea reacţiei negative este interesant de observat, că tensiunea de reacţie trebuie luată neapărat din secundarul transformatorului de ieşire. Dacă, aşa cum se face adeseori, din considerente de mărire a stabilităţii amplificatorului, tensiunea de reacţie se ia din primar, se constată că distorsiunile de neliniaritate datorite regimului tranzitoriu cresc, faţă de cazul cînd nu aveam aplicată reacţia, în loc să scadă. Explicaţia fenomenului se bazează tot pe urmărirea efectului reacţiei negative asupra decrementilor logaritmici. In cazul reacţiei negative aplicate din secundarul transformatorului, avem o creştere a sarcinii raportate, rezistenţa internă şi reactanţa de scăpări rămînînd neschimbate. Ca urmare, decrementii logaritmici m_1 şi m_3 se măresc şi distorsiunile de neliniaritate, datorite regimului tranzitoriu, scad. Dacă însă scoatem tensiunea de reacţie negativă din primarul transformatorului, în schema echivalentă vor creşte în acelaşi timp atît sarcina raportată cît şi reactanţa de scăpări. In consecinţă, decrementii logaritmici m_1, m_2 şi m_3 se micşorează şi distorsiunile de neliniaritate datorite regimului tranzitoriu, cresc. In tot ce s-a expus mai sus, ne-am referit la o sarcină pur rezistivă, ceea ce constituie în fond o idealizare. Dacă sarcina are şi o componentă reactivă inductivă, este uşor de văzut că aceasta echivalează cu o creştere a inductanţei de scăpări şi, deci, o creştere a distorsiunilor de neliniaritate. Dimpotrivă, dacă sarcina are o componentă reactivă capacitivă, distorsiunile de neliniaritate datorite regimului tranzitoriu sînt mai mici şi, ceea ce este mai important, scad cu frecvenţa. Intrucît orice amplificator are la ieşire o anumită capacitate parazită, rezultă că distorsiunile de neliniaritate, produse de regimul tranzitoriu, nu cresc nelimitat cu frecvenţa. Explicaţia fizică a acestui fenomen este uşor de găsit : armonicile de ordin superior sînt scurtcircuitate de capacitatea parazită, aşezată în paralel cu sarcina.

Concluzii Neglijarea regimului tranzitoriu în amplificatorii clasa B nu este recomandabilă, întrucît pot apare distorsiuni deneliniaritatede valori inadmisibile în practica transmisiunilor Pentru o proiectare judicioasă, calculul de mai sus, deşi laborios, trebuie neapărat efectuat.

Institutul Politehnic Bucureşti, Catedra de Electronică.

Bibliografie

[1] *Pen-Tung-Sah* : Quasi transients in class B audio-frequency push-pull amplifiers, PIRE, nov. 1936.
[2] *Pisareoschi A. M.* : Trudi secţii radioperedoiuşcih ustroistv VNITOR i E im. Popova — Moscova, 479.

**

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ПЕРЕХОДНЫМ ПРОЦЕССОМ В УСИЛИТЕЛЯХ КЛАССА Б

Р е з ю м е

Делается анализ нелинейных искажений обусловленные переходным процессом, в музыкальных усилителях с противовременным возбуждением, работающие в класс Б.
Постоянный режим рассматривается как ряд переходных процессов в цепях с лампами, имеющими нелинейные характеристики.
Применяется операционный метод расчета и выводится постоянный режим с нелинейными искажениями. Рассматриваются результаты включительно случай когда применяется отрицательная обратная связь.

**

NICHTLINEARE VERZERRUNGEN IN FOLGE DER ÜBERGANGSBETRIEBSBEDINGUNGEN BEI DEN VERSTÄRKERN DER B-KLASSE

Zusammenfassung

Es werden die nichtlinearen Verzerrungen in folge der Übergangsbetriebsbedingungen bei akustischen Verstärkern der B Klasse, mit Erregung in Gegentaktschaltung, behandelt.
Der Dauerbetrieb wird ales eine Folge von Übergangsbetrieben betrachtet, und zwar in Kreisen mit Röhren die lineare Kennlinien aufweisen.
Ds wird die operationale Berechnungsmethode angewendet und der Dauerbetrieb mit nichtlinearen Verzerrungen ermittelt. Die Ergebnisse werden auch für den Fall der Anwendung einer negativen Rückkoppelung erläutert.

Cu privire la funcţionarea oscilatorilor RC cu defazare la frecvenţe înalte

Ing. H. HERŞCOVICI

621.373.421

Se face un studiu analitic amănunţit al comportării la frecvenţe înalte a oscilatorilor RC cu defazare cu unul sau două tuburi. Se calculează frecvenţa maximă de lucru şi valorile optime ale elementelor din schemă.

Prezentul studiu are drept scop examinarea analitică a comportării oscilatorilor *RC* cu defazare, la frecvenţe înalte, examinare nemai întîlnită de noi în literatura de specialitate care ne-a stat la dispoziţie.

Un oscilator *RC* cu defazare constă dintr-un amplificator *RC* la care s-a prevăzut o reacţie de la ieşire spre intrare, reacţie efectuată printr-un cuadripol cu elemente *R* şi *C*, numit de defazare. La o anumită frecvenţă, tensiunea de intrare în cuadripol U_1 este defazată cu 180° faţă de tensiunea de ieşire U_2 şi dacă coeficientul de amplificare este suficient de mare, montajul intră în oscilaţie.

Schema întâlnită cel mai des este a oscilatorului cu un singur tub electronic, de preferinţă pentodă datorită coeficientului de amplificare mare al acestor tuburi (fig. 1, *a*). In fig. 1, *b* se arată schema echivalentă a montajului, impedanţele Z_i fiind înlocuite cu rezistenţe şi capacităţi. Desigur, schema cuadripolului poate fi inversată, elementele *R* fiind înlocuite cu elementele *C*, s-a considerat însă de la început tipul de cuadripol din fig. 1*b*, deoarece este cunoscut că pentru aceleaşi valori *R* şi *C*, frecvenţa de lucru a acestuia este superioară celeilalte variante, atenuarea produsă de reţea rămînînd, în acelaşi timp, la aceeaşi valoare [1,2].

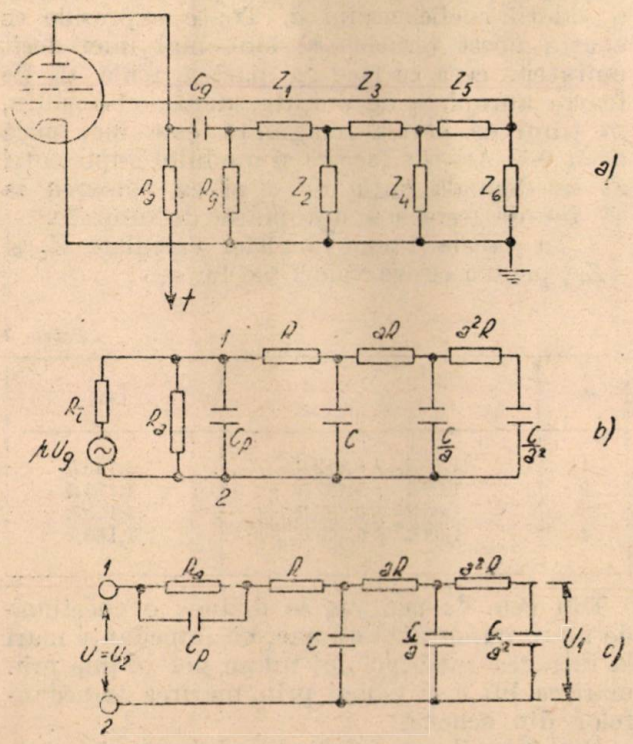


Fig. 1

Schema arătată corespunde cazului general; *a* este un coeficient ($a > 1$), C_p este capacitatea anod-catod a tubului. Trebuie să mai precizăm de asemenea că : $R_a \ll R_g \gg R$; $\frac{1}{C_g \omega} \ll R_g$; $R_i \gg R_a$.

Aplicînd schemei echivalente teorema Thévenin — Pollard putem înlocui circuitul din stînga punctelor 1 şi 2 cu un generator de tensiune *u* şi rezistenţa internă R_0 astfel ca :

$$u = -\frac{\mu U_g}{R_i + Z_a} \cdot Z_a \text{ şi } R_0 = \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a}$$

unde Z_a este impedanţa formată de R_a în paralel cu $1/C_p\omega$ sau, ţinînd seama că tubul este pentodă ($R_i \gg R_a$) :

$$u = -SZ_a . U_g \quad \text{şi} \quad R_0 = Z_a .$$

Schema din fig. 1, *b* devine acum cea din fig. 1, *c*.

In calculele ce urmează vom nota $R_a/R = p$ şi $C_p/C = q$.

Evident, caracteristicile oscilatorului vor depinde, înafara valorilor *R* şi *C* şi de parametri *a*, *p*, *q*, ultimul intervenind în mod special la frecvenţe înalte. Pentru a nu complica lucrurile se va studia mai întîi comportarea oscilatorului în ipoteza $q = 0$ şi apoi se vor aduce corecturile necesare la frecvenţe înalte.

Reţeaua de defazare din fig. 1, *a* şi 1, *c* este definită matematic [1] de o matrice de tipul :

$$\begin{Vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Vmatrix}$$

unde:

$$A_{11} = \frac{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_2}{Z_2 Z_4}$$

$$A_{12} = \frac{Z_4 Z_5 (Z_1 + Z_2) + (Z_4 + Z_5)(Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3)}{Z_2 Z_4}$$

$$A_{21} = \frac{Z_2 + Z_3 + Z_4}{Z_2 Z_4}$$

$$A_{22} = \frac{(Z_2 + Z_3)(Z_4 + Z_5) + Z_4 Z_5}{Z_2 Z_4}$$

cît și de ecuațiile cunoscute ale cuadripolului:

$$U_1 = A_{11}\ U_2 + A_{12}\ I_2 \qquad (1)$$

$$I_1 = A_{21}\ U_2 + A_{22}\ I_2 \qquad (2)$$

Considerînd $U_2/I_2 = Z_6$ se deduce ușor că:

$$U_1/U_2 = A_{11} + A_{12}/Z_6 \qquad (3)$$

In cazul rețelei din fig. 1, *c* notînd $X = 1/C\,\omega$, avem:

$$Z_1 = R\,(1 + p);\ Z_2 = -jX;\ Z_3 = aR$$

$$Z_4 = -jaX;\ Z_5 = a^2 R;\ Z_6 = -ja^2 X.$$

De aici, efectuînd toate calculele se deduce:

$$\frac{U_1}{U_2} = -\frac{a^3 R^2 X(1+p) + a^2 R^2 X[a(p+2) + 2(p+1)] - a^3 X^3}{a^3\ x^3} +$$

$$+ j\,\frac{aR[aX^2[a(p+2) + p + 1] - a^2 R^2(1+p) + X^2(a^2 + a + p + 1)]}{a^3 X^2} \qquad (4)$$

Condiția de oscilație fiind ca U_1 și U_2 să fie defazate la 180° este necesară anularea termenului imaginar, ceea ce duce la relația:

$$f = \frac{\sqrt{\frac{p+3}{p+1} + \frac{1}{a} \cdot \frac{p+2}{p+1} + \frac{1}{a^2}}}{2\pi\ RC} \qquad (5)$$

Atenuarea produsă de cuadripol în situația relației (5) satisfăcute, este:

$$-A = -\frac{U_1}{U_2} = \frac{2(p+2)^2}{p+1} + \frac{1}{a} \cdot \frac{4p^2 + 15p + 12}{p+1} +$$

$$+ \frac{1}{a^2}(4p + 7) + \frac{1}{a^3} \cdot 2\,(p + 1). \qquad (6)$$

Pentru calculul impedanței de intrare prezentată de cuadripol între bornele 2 și 3 se pornește de la (1), (2) și (5) în care s-a făcut $p = 0$.

$$Z_i = \frac{U_1}{I_1} = \frac{A_{12} + jA_{11}a^2 \frac{R}{b}}{A_{22} + jA_{21}\,a^2 \frac{R}{b}} \qquad (7)$$

unde $b = \sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}$.

După calcule laborioase, dar simple, se ajunge la expresia:

$$Z_i = \left[1 + \frac{a(4a^2 + a + 2)}{16\,a^4 + 24\,a^3 + 21\,a^2 + 8a + 4}\right] \cdot R -$$

$$- j\,\frac{1}{\sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}\left[1 - \frac{4a^3 + 5a^2 + a + 2}{16a^4 + 24a^3 + 21a^2 + 8a + 4}\right] \cdot R \qquad (8)$$

Relațiile (5), (6) și (8) sînt generale, ele definind cuadripolul în orice situație. Astfel la frecvențe joase cînd $R \gg R_a$ deci $p \to 0$ se obțin relațiile cunoscute:

$$f = \frac{\sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}{2\pi\ RC};\ -A = 8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}$$

Tot așa, în cazul cînd și $a = 1$ obținem relațiile simple:

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi\ RC};\ -A = 29$$

cît și:

$$Z_i = 1{,}1\ R - j\,0{,}342\ R$$

respectiv $|Z_i| = 1{,}145\ R$ etc.

In ceea ce privește impedanța Z_i este de remarcat influența redusă asupra mărimii sale a valorii coeficientului *a*. Toate expresiile ce conțin acest termen (8) sînt mai mici decît unitatea, ceea ce face ca partea reală să fie foarte apropiată de unitate, depășind-o puțin, în timp ce partea imaginară este mai mică decît 0,5. Aceasta face ca și modulul impedanței Z_i să depindă puțin de *a* și ca valoarea sa să fie de asemenea apropiată de unitate.

In tabela 1 sînt dealtfel calculate Z_i și $|Z_i|$ pentru cîteva valori ale lui *a*.

Tabela 1

a	z_i	$\lvert z_i \rvert$
1	$1{,}1\ R - j\ 0{,}342R$	$1{,}145R$
2	$1{,}07R - j\ 0{,}437R$	$1{,}155R$
3	$1{,}06R - j\ 0{,}457R$	$1{,}155R$
4	$1{,}05R - j\ 0{,}496R$	$1{,}160R$

Din cele de mai sus se deduce o chestiune de mare importanță anume, că impedanțe mari la intrarea cuadripolului nu se pot obține prin mărirea lui *a* ci numai prin mărirea impedanțelor din schemă.

Din relațiile (5) și (6) se observă că avantajul cuadripolilor cu $a > 1$ este micșorarea simțitoare a atenuării dar că acest avantaj este în mare măsură umbrit de o scădere a frecvenței de lucru la aceleași valori *R* și *C*.

1. Schema oscilatorului *RC* cu un singur tub. In fig. 1 s-a arătat schema oscilatorului

RC cu defazare, cu un singur tub iar în fig. 1, b și 1, c schema sa echivalentă la înaltă frecvență.

Impedanța totală văzută de tub este:

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{(m - jn)R} + \frac{1 + j R_a C_p \omega}{R_a}}$$

unde $(m—in)$ $R = Z_i$ este impedanța rețelei de defazare.

Cu notațiile p, q și b indicate, expresia de mai sus devine:

$$Z_a = \frac{p(m - jn)}{p + m + npqb - j(n - mpqb)} R \qquad (9)$$

După cum s-a mai spus, în prima etapă se vor face calcule omițînd influența capacității C_p adică $q = 0$. Totuși, în cele ce urmează s-a reținut termenul q deoarece o valoare deajuns de mică a acestuia nu modifică simțitor valoarea impedanței de sarcină a amplificatorului.

Astfel, presupunînd îndeplinită condiția $q \leqslant 0{,}2$ (de altfel aceasta este situația practică) termenul $npqb \ll p + m (p, m, b > 1; n, q < 1)$ și poate fi neglijat astfel că (9) devine:

$$Z_a = \frac{p(m - jn)}{p + m - j(n - mpqb)} \cdot R \qquad (10)$$

și, de aici, neglijînd de asemenea termenul $(n—mpqb)^2$ față de $(p + m)^2$ se ajunge la:

$$Z_a = \frac{p \cdot \sqrt{m^2 + n^2}}{p + m} \cdot R.$$

Cu aproximație acoperitoare: $\sqrt{m^2 + n^2} \cong 1$ și $m \cong 1$ (tabela 1) deci:

$$Z_a = \frac{p}{p + 1} \cdot R. \qquad (11)$$

Coeficientul de amplificare al schemei din fig. 1 fiind după cum se cunoaște: $A = S.Z_a$ va deveni datorită relației (11):

$$A = \frac{p}{p + 1} \cdot SR. \qquad (12)$$

Rezolvînd (12) și (6) în raport cu R și înlocuind apoi această valoare în (5) se obține, după ce se fac toate calculele:

$$fC = \frac{p}{p + 1} \cdot \frac{S}{2\pi} \cdot \frac{a^2 \sqrt{\frac{p + 3}{p + 1} a^2 + \frac{p + 2}{p + 1} a + 1}}{\frac{2(p + 2)^2}{p + 1} a^3 + \frac{4p^2 + 15p + 12}{p + 1} a^2 + (4p + 7)a + 2(p + 1)} \qquad (13)$$

Dacă în rețeaua de defazare se impune valoarea minimă fixă de capacitate $C/a^2 = C_m$, valoare determinată atît din necesitatea respectării condiției $q \leqslant 0{,}2$ cît și pentru evitarea influenței capacităților parazite, expresia (13) devine:

$$fC_m = \frac{p}{p + 1} \cdot \frac{S}{2\pi} \cdot \frac{\sqrt{\frac{p + 3}{p + 1} a^2 + \frac{p + 2}{p + 1} a + 1}}{\frac{2(p + 2)^2}{p + 1} a^3 + \frac{4p^2 15p + 12}{p + 1} a^2 + (4p + 7)a + 2(p + 1)} \qquad (14)$$

Se observă imediat că frecvența maximă ce se poate obține scade cu valoarea coeficientului a. In acest caz evident f maxim se va obține cu $a = 1$. Explicația acestui fapt constă în aceea că pe de o parte f scade cu creșterea lui a (v. rel. 5) și pe de altă parte mărirea lui a implică o mărire a valorii C astfel ca C/a^2 să aibe o valoare practic utilizabilă, valoare fixă, determinată de parametrii tubului, de montaj etc. Cu alte cuvinte, creșterea lui a aduce după sine o mărire a capacității C de a^2 ori, ceea ce provoacă desigur o scădere a frecvenței de a^2 ori.

Considerînd $a = 1$ relația (14) devine:

$$fC = \frac{S}{2\pi} \cdot \frac{p \sqrt{\frac{6 + 3p}{p + 1}}}{12p^2 + 38p + 29} \qquad (15)$$

Reprezentarea grafică a funcției:

$$Y = \frac{p \sqrt{\frac{6 + 3p}{p + 1}}}{12p^2 + 38p + 29}$$

din fig. 2 arată un fapt important, anume că

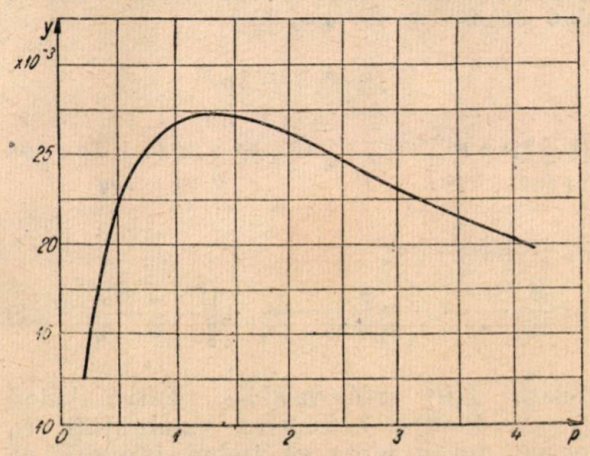


Fig. 2

frecvența maximă posibilă a oscilatorului are loc pentru aumită valoare $p \cong 1{,}4$. Această constatare va fi utilă în calculele următoare.

In ceea ce privește rețeaua de defazare în situația $a = 1$, aspectul ei cît și calculele

respective se simplifică. Luînd în considerare și valoarea q, elementele rețelei devin:

$$Z_1 = \frac{RX(p+1) + jpq\,R^2}{X + jpqR};\quad Z_2 = -jX;\quad Z_3 = R$$

$$Z_4 = -jX;\quad Z_5 = R;\quad Z_6 = -jX$$

Efectuînd aceleași calcule ca și în cazul precedent se găsesc:

$$f = \frac{\sqrt{\frac{6+3p+pq}{1+p+5pq}}}{2\pi RC} \qquad (16)$$

$$-A = \frac{(6+3p+pq)(5+4p+6pq)}{p+1+5pq} -$$

$$-q\left(\frac{6+3p+pq}{p+1+2\,5\,pq}\right)^2 - \frac{1}{p} \qquad (17)$$

și de asemenea din (15), (16) și (12) se obține:

$$fC = \frac{p}{p+1}\cdot\frac{S}{2\pi}\cdot$$

$$\cdot\frac{\sqrt{\frac{6+3\,p+pq}{1+p+5pq}}}{\frac{(6+3\,p+pq)(5+4\,p+6pq)}{p+1+5pq} - q\left(\frac{6+3\,p+pq}{p+1+5pq}\right)^2 - \frac{1}{p}}. \qquad (18)$$

După cum s-a văzut cu ocazia studiului relației (15) și a fig. 2, valoarea optimă p este de aproximativ 1,4 ceea ce face să putem neglija o serie de termeni din (18). Anume, ținînd seama și de $q \leqslant 0{,}2$:

$$pq \ll 6 + 3p$$

$$q\left(\frac{6+3\,p+pq}{p+1+5\,pq}\right)^2 + \frac{1}{p} \ll \frac{(6+3p+pq)(5+4\,p+6pq)}{p+1+5pq}$$

deci, în sfîrșit:

$$fC = \frac{S}{2\pi}\cdot\frac{p}{(p+1)(5+4p+6pq)}\cdot\sqrt{\frac{p+1+5pq}{6+3p}} \qquad (19)$$

Relația (19) este valabilă pentru valori $q \leqslant 0{,}2$. Pentru extinderea valabilității ei, termenul din dreapta va trebui înmulțit cu un coeficient de corecție M egal cu raportul între valorile $|Z_a|$ din (9) și din (11) (valorile exactă și aproximată).

Considerînd $a = 1$ în tabela 1 și de asemenea în valoarea $b = \sqrt{\frac{p+3}{p+1} + \frac{1}{a}\frac{p+2}{p+1} + \frac{1}{a^2}}$ din relația (5) cît și $p = 1{,}4$, se obține:

$$M = \frac{|Z_a|_{exact}}{|Z_a|_{aprox.}} = \frac{2{,}75}{\sqrt{17{,}52\,q^2 + 4{,}05pq + 6{,}37}} \qquad (20)$$

Valorile M funcție de q au fost trasate în fig. 3.

Cu ajutorul expresiei (19) corectată cu (20) s-a ridicat de asemenea în fig. 3 variația mărimii fC funcție de q pentru $p = 1{,}4$ și $S = 9$ mA/V.

Se constată situația de maxim fC pentru $q = 0{,}2$ cînd $fC = 40{,}6.10^{-6}$. Cum $C_p = 2$pF (cazul tubului 6AH6) rezultă $C = 10$pF și $f_{max} = 4.10^6$ Hz. Trebuie spus că valoarea $C = 10$

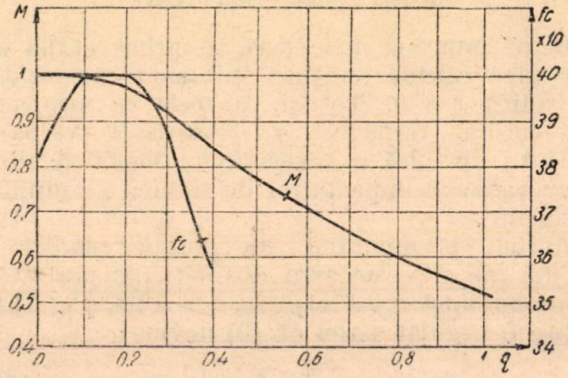


Fig. 3

pF nu este limitată numai de condiția $q \leqslant 0{,}2$ ci și de faptul că tubul însuși prezintă la intrare o capacitate $C_{gk} \simeq 10$pF, valoare de care va trebui ținut seama la execuție, cu privire la ultimul condensator al rețelei.

Practic valoarea $f_{max} = 4$ MHz va putea fi obținută deajuns de greu deoarece în schemă intervin și diverse capacități de montaj. Dacă drept condensatori ai rețelei se folosește un bloc de condensator variabil cu trei secțiuni de tipul celor folosiți în radio-recepție, capacitatea minimă a acestuia-influențată pentru ultimul circuit și de capacitatea de intrare a tubului-va produce de asemenea o scădere a frecvenței maxime de lucru (în schimb însă. se va obține o variație continuă a frecvenței pe o bandă deajuns de largă).

2. Schema oscilatorului *RC* cu repetor catodic. Introducerea rețelei de defazare printr-un repetor catodic (fig 4, *a*) permite o mărire a stabilității frecvenței de lucru și o îmbunătățire a formei de undă prin eliminarea influenței rețelei asupra amplificării tubului și introducerea reacției negative. Schema echivalentă a rețelei în această situație, este arătată în fig. 4, *b*. In fig. 4, *c* este arătată aceeași schemă echivalentă după aplicarea teoremei Théveniu-Pollard între bornele 1 și 2, cu aproximațiile:

$1/S \ll R_c$; $R_c \ll R_g \gg R$; $1/C_g\omega \ll R_g$; $1/C_{kp}\omega \gg 1/S$

chiar pentru $f = 10$ MHz, C_{kp} fiind capacitatea catod-masă a tubului.

Dacă de asemenea $1/S \ll R$ relaţiile care definesc cuadripolul din fig. 4,*c* devin :

$$f = \frac{\sqrt{3+\frac{2}{a}+\frac{1}{a^2}}}{2\pi RC} \qquad (21)$$

$$-A = 8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}. \qquad (22)$$

In ceea ce priveşte repetorul catodic, se cunoaşte că amplificarea sa (K) are o valoare mai mică decît unitatea, cu alte cuvinte avem de-a face cu o atenuare. In cazul utilizării unui tub pentodă valoarea acestei atenuări este :

$$\frac{1}{K} = a_t = 1 + \frac{1}{SZ_c}$$

unde Z_c este impedanţa de sarcină din catodul tubului, formată din R_c în paralel cu Z_i şi cu C_{kp}.

Atenuarea totală a reţelei, plus repetorul catodic va fi $-A = A.a_t$.

Notînd $p = R_c/R$ şi $q = C_{kp}/C$ şi efectuînd calcule similare cu cele care au dus la relaţia (11) se obţine :

$$A_t = A \cdot \left(1 + \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{SR} \cdot \frac{p+1}{p}\right)$$

unde N este un factor de corecţie funcţie de q care, pentru valori $q \ll 0{,}2$ este aproximativ egal cu unitatea.

Inlocuind $R = \frac{\sqrt{3+\frac{2}{a}+\frac{1}{a^2}}}{C\omega}$ şi $C = a^2 C_m$ se ajunge la :

$$A_t = \left(8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}\right)\left(1 + \frac{a}{\sqrt{3+\frac{2}{a}+\frac{1}{a^2}}} \cdot \frac{C_m \omega}{S} \cdot \frac{p+1}{p}\right) \qquad (23)$$

Capacitatea catod-masă a unui tub electronic este de obicei de ordinul $C_{kp} \simeq 10$ pF, deci pentru respectarea condiţiei $q \ll 0{,}2$ este necesar în cazul extrem $C_m = 50$pF. De asemenea se constată că funcţia $\frac{1+p}{p}$ scade repede pentru valori p pînă la 4—5, după care descreşterea este neînsemnată. Dacă se consideră $p = 4$ şi totodată $S = 9$ mA/V relaţia (23) devine :

$$A_t = \left(8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}\right)\left(1 + \frac{a}{\sqrt{3+\frac{2}{a}+\frac{1}{a^2}}} \cdot 4{,}37 \cdot 10^{-8} \cdot f\right).$$

Reprezentarea grafică din fig. 5 a acestei ultime relaţii arată că avantajul produs de $a > 1$ există în mod indiscutabil pentru frecvenţe relativ mici, el tinzînd să dispară pe

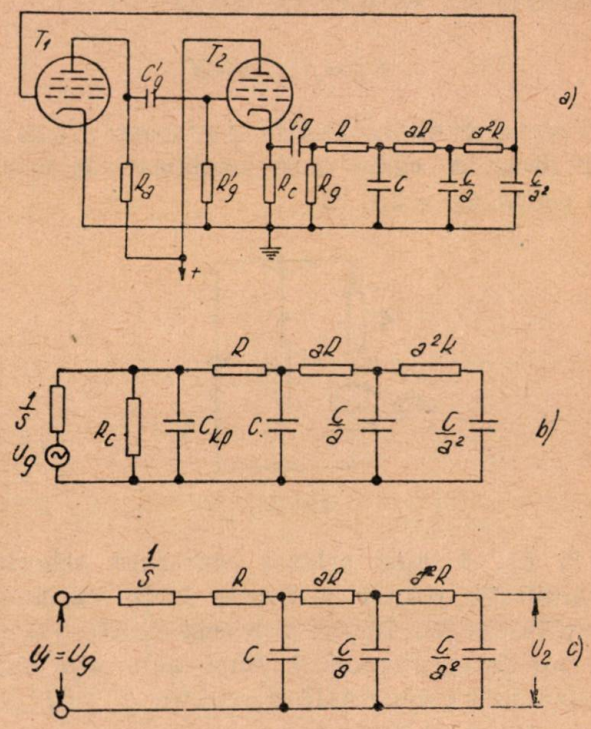


Fig. 4

măsură ce frecvenţa creşte. In particular, pentru a obţine frecvenţe între 4—16 MHz,

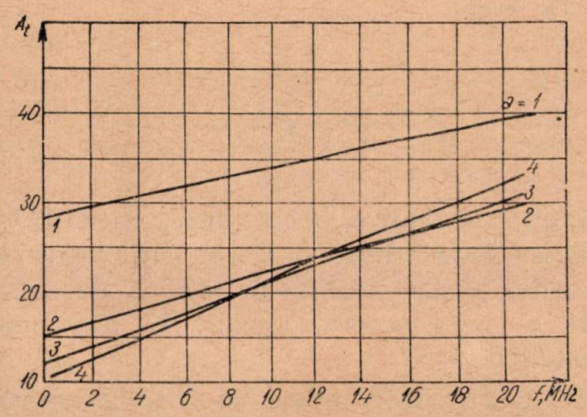


Fig. 5

valoarea cea mai convenabilă este $a = 3$ peste care nu se mai obţin avantaje apreciabile.

De remarcat că pentru valoarea $a = 3$ şi pentru $f = 10$ MHz atenuarea etajului este de numai $a_t = 1{,}375$ sau $K = 0{,}727$.

O importantă caracteristică a repetorului catodic este valoarea scăzută a capacităţii de intrare :

$$C_i = C_{ga} + C_{gk}\ (1—K)$$

unde C_{ga} este capacitatea grilă-anod iar C_{gk} —

capacitatea grilă-catod plus capacitatea grila-grilă-ecran. Cum în cazul pentodelor de înaltă frecvență $C_{ga} \leqslant 0{,}03$ pF rezultă că:

$$C_i = C_{gk}\ (1—K).$$

La pentodele de tipul 6AH6 se cunoaşte $C_{gk} \cong 10$ pF deci, în cazul unei amplificări de 0,727 se obţine $C_i = 2{,}7$ pF.

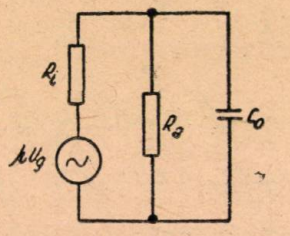


Fig. 6

In fig. 6 este arătată cunoscuta schemă echivalentă pentru frecvenţe înalte a unui amplificator RC. In această schemă $C_0 = C_p + C_i +$ + capacitatea de montaj. După cum am mai spus, pentru tubul 6AH6 capacitatea $C_p \cong 2$ pF. Asta face: $C_0 \cong 5 + C_{mont.}$

Cu o construcţie îngrijită se poate presupune $C_0 \cong 8$ pF.

Coeficientul de amplificare al etajului amplificator este:

$$A = \frac{SR_a}{\sqrt{1 + R_a^2 C_0^2 \omega^2}}. \qquad (24)$$

Pentru amorsarea şi întreţinerea oscilaţiilor, acest coeficient trebuie să aibe cel puţin valoarea atenuării totale produsă de reţeaua de defazare şi de repetorul catodic, la frecvenţa respectivă.

In fig. 7 se arată variaţia lui A cu frecvenţa pentru amplificatorul cu tub 6AH6. Pe aceeaşi figură s-a trasat şi curba atenuării totale cu frecvenţa, extrasă din fig. 5. Intersecţia celor două curbe indică frecvenţa maximă la care se poate ajunge cu montajul descris. Anume, pentru $R = 4\text{k}\Omega$ şi $a = 3$ se găseşte $f_{max} = 8$ MHz.

După cum se vede A scade cu frecvenţa în timp ce A_t creşte. In momentul cînd $A/A_t \leqslant 1$ oscilatorul se desprinde. Pentru o bună stabilitate de funcţionare se cere ca $A/A_t > 1$ şi pentru amplitudine constantă cu frecvenţa, ca $A/A_t =$ constant, pe toată gama de lucru.

3. Corecţia amplificatorului la înaltă frecvenţă. Pentru a obţine dezideratele de mai sus, este indicat utilizarea procedeelor de corecţie

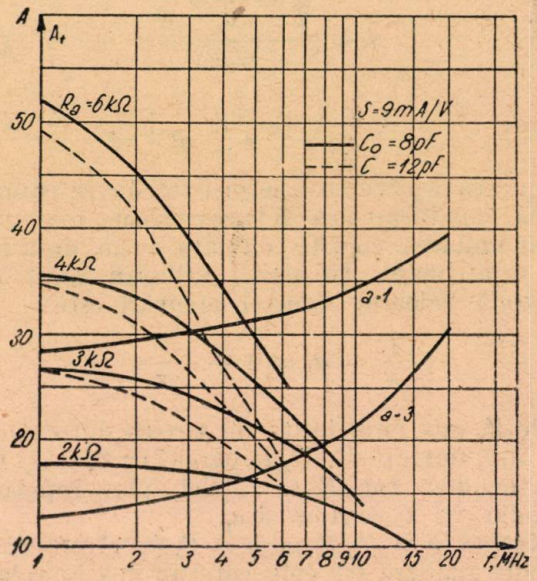


Fig. 7

la frecvenţe înalte ale amplificatorilor video. Aceste procedee constau în introducerea unor elemente reactive în schema amplificatorului RC. Schemele rezultante au un coeficient de amplificare constant cu frecvenţa pe o gamă mult mai întinsă decît schemele fără corecţie, de aceea se şi numesc amplificatori de bandă largă.

Una din cele mai simple scheme cu compensaţie se obţine introducînd în serie cu rezistenţa anodică o inductanţă L.

Coeficientul de amplificare al acestui montaj [6] are valoarea:

$$A = -SR_a \cdot \frac{1 + jQ_2 \frac{f}{f_2}}{1 - Q_2 \left(\frac{f}{f_2}\right)^2 + j \frac{f}{f_2}} \qquad (25)$$

unde:

f este frecvenţa de amplificat;

f_2 — frecvenţa pentru care $1/C\,\omega = R_a$;

$Q_2 — \frac{\omega_2 L}{R_a} = \frac{\text{reactanţa inductanţei } L \text{ la frecvenţa } f_2}{\text{rezistenţa anodică}}$.

Relaţia (25) este reprezentată grafic în manualele de specialitate [5,6] în scări fără dimensiuni. Din aceste grafice se poate deduce variaţia amplificării funcţie de frecvenţă pentru cazul special ce studiem. Din examinarea acestor grafice se vede că pentru obţinerea unei amplificări crescătoare cu frecvenţa spre a compensa

astfel creşterea A_t cu frecvenţa, este necesar $Q_2 > 0{,}5$.

In fig. 8 s-au trasat curbele amplificării funcţie de frecvenţă pentru $Q_2 = 0{,}7$ şi pentru

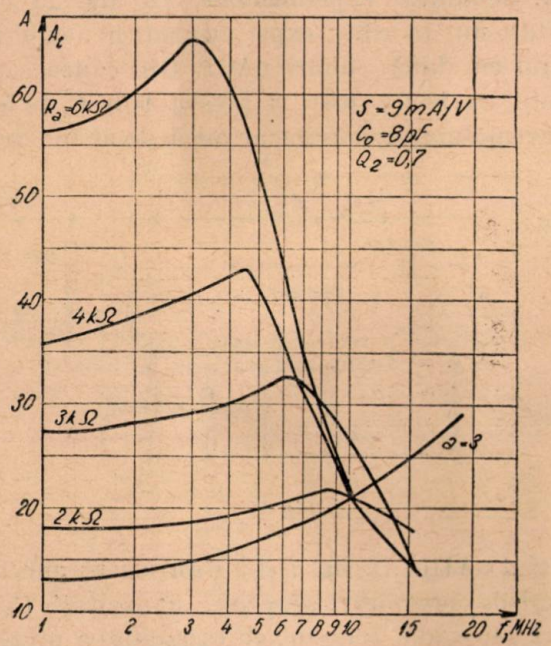


Fig. 8

diverse valori R_a cît şi curba atenuării totale a repetorului catodic şi reţelei de defazare. S-a presupus utilizarea tuburilor 6AH6. Se constată:

— frecvenţa maximă de oscilaţie $f_{max} \leqq 12$ MHz;

— frecvenţa maximă pentru care $A/A_t = \text{const.}$ $f_{ct} \cong 6$ MHz.

— rezistenţa din circuitul anodic $R_a = 3\ \text{k}\Omega$.

In fig. 9 s-au trasat aceleaşi curbe A pentru $Q_2 = 0{,}5$ şi A_t pentru $a = 3$ şi $a = 1$. Se constată:

$a=3$ $f_{max} \cong 12$ MHz	$f_{max} \cong 10$ MHz
$f_{A/At\ =const} \cong 3$ MHz	$f_{A/At=const} \cong 4{,}3$ MHz
$R_a = 5\ \text{k}\Omega$	$R_a = 5\ \text{k}\Omega$

$a = 1$ $f_{max} \leqq 8$ MHz

$f_{A/At=const} \cong 4{,}5$ MHz

$R_a = 5\ \text{k}\Omega$

După cum se observă situaţia $a = 1$ este dezavantajată faţă de $a = 3$ din cazul curbelor din fig. 8. Practic însă, avantajul acestei situaţii este foarte mare deoarece ea oferă posibilitatea folosirii în reţeaua de defazare, a unui condensator variabil cu 3 secţiuni, de tipul celor folosiţi în radio-recepţie. Ajustînd valoarea minimă a condensatorului la 50 pF/ secţiune (ţinînd seama pentru ultima secţiune şi de apacitatea de intrare a amplificatorului) se va putea obţine pe o singură gamă o variaţie a frecvenţei oscilatorului de la 0,8 la 8 MHz.

In niciunul din cazurile precedente nu s-a ţinut seama de un aspect destul de important al problemei, anume de influenţa defazajelor suplimentare produse, în special în circuitul anodic al tubului amplificator. Defazajele produse în acest caz datorită faptului că impedanţa anodică a tubului nu este o rezistenţă pură, se adaugă defazajului produs de reţea, modificînd frecvenţa de oscilaţie a ansamblului.

De exemplu, în cazul montajului cu repetor catodic, din (25) se deduce că defazajul produs de amplificator este:

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \frac{f}{f_2}\left[1 - Q_2 + Q_2^2\left(\frac{f}{f_2}\right)^2\right] \quad (26)$$

şi dacă $f = 2f_2$ (cazul $f_{max} = 8$ MHz; $R_a = 5$ kΩ; $f_2 = 4$ MHz) şi $Q_2 = 0{,}5$ rezultă $\varphi = 180° - 72°$. Evident, pe măsură ce f scade φ se apropie de 180° astfel că la $f = 1$MHz $\varphi = 180° - 9°$.

Relaţia între frecvenţa reală şi cea iniţial calculată se deduce uşor cu ajutorul fig. 10 corespunzătoare schemei de tensiuni a unui lanţ al reţelei de defazare. Avem:

$$\frac{U_c}{U_{c1}} = \frac{\cos\alpha}{\cos\beta} \text{ şi } \frac{U_R}{U_{R1}} = \frac{\sin\alpha}{\sin\beta}$$

unde U_c, U_R, α corespund situaţiei calculată iniţial, iar U_{c1}, U_{R1}, β corespund situaţiei reale

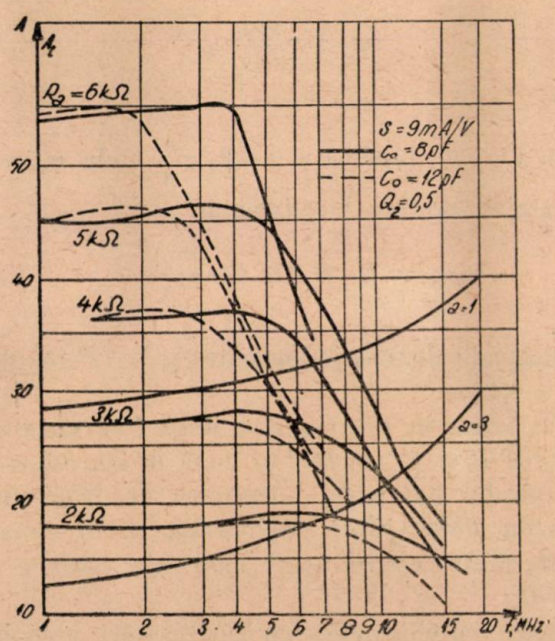


Fig. 9

cînd datorită defazajului suplimentar fiecare ochi al reţelei de defazare va trebui să producă

un unghi diferit de cel de 60° presupus inițial.

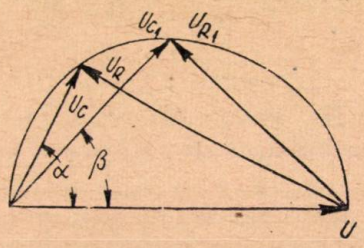
$$U_c = \frac{U}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} \quad \text{deci}$$

$$\frac{U_c}{U_{c1}} = \frac{\sqrt{1+R^2C^2\omega_1^2}}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} = \frac{\cos\alpha}{\cos\beta}$$

De asemenea:

$$U_R = U\frac{RC\omega}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} \quad \text{deci}$$

$$\frac{U_R}{U_{R1}} = \frac{\sqrt{1+R^2C^2\omega_1^2}}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} \cdot \frac{\omega}{\omega_1} = \frac{\sin\alpha}{\sin\beta}$$



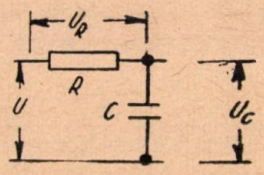


Fig. 10

adică

$$\omega_1 = \frac{\operatorname{tg}\beta}{\operatorname{tg}\alpha}\,\omega$$

sau,

cum $\alpha = 60°$, notînd și $\alpha - \beta = \frac{\varphi_s}{3}$ unde φ_s este defazajul produs suplimentar, iar

$$\omega_1 = \omega.\ 0{,}577\ \operatorname{tg}\frac{180 - \varphi_s}{3} \qquad (27)$$

Reluînd valoarea precedentă $\varphi_s = 72°$ rezultă $\omega_1 = 0{,}42.\omega$.

De aceea, în relația care leagă frecvența de valorile R și C va trebui luată în considerare la calculul acestora micșorarea de frecvență datorată defazajului suplimentar și, în consecință, pentru compensare, micșorate valorile R sau C.

In cazul oscilatorilor cu condensatori variabil triplu, efectul compensării cu R sau C va fi micșorarea întrucîtva a benzii de lucru deoarece la f_{min} frecvența va fi foarte apropiată de cea dată de relațiile respective. Astfel, dacă se aranjează R și C pentru $f_{max} = 8$ MHz, la f_{min} (presupunînd $C_{vmax}/C_{vmin} = 10$) nu se vor obține 0,8 MHz ci aproximativ 1,9 MHz.

4. Rezultate experimentale. In fig. 11 este arătat un montaj experimental în care s-a lucrat cu două tuburi 6AC7. Din cauza capacității de ieșire mari a acestui tub $C_p \cong 5$pF frecvența maximă este mai mică decît în cazul

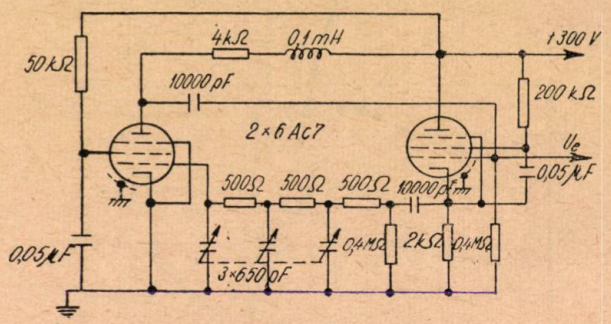


Fig. 11

tubului 6AH6. In fig. 7 și 9 s-au trasat punctat și curbele corespunzătoare unei capacități $C_0 = 12$ pF egală, teoretic, cu capacitatea prezentată la ieșire de montajul cu tubul 6AC7.

Rezultatele experimentale s-au trasat în fig. 12. Utilizînd un condensator variabil cu valoarea $C_{min} \cong 3 \times 65$ pF (la care se adaugă atît capacitatea de intrare a tubului amplificator cît și capacitatea de montaj) banda de frecvență acoperită a fost de 550 kHz-3 MHz. Amplitudinea oscilațiilor obținute s-a menținut

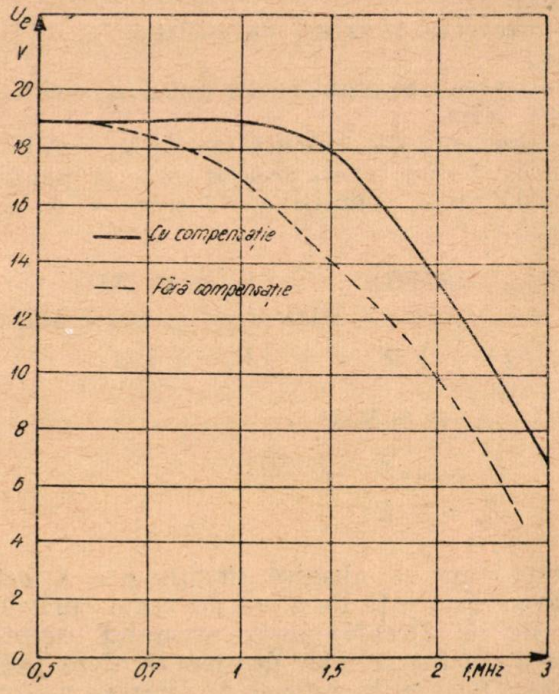


Fig. 12

constantă pînă la $f \cong 1{,}5$ MHz. Amplitudinea suficient de mare, forma de undă sinusoidală pe toată gama.

Experienţele cu montajul de mai sus, au arătat că efectuînd o construcţie mai îngrijită şi conectînd instrumentele de măsură (osciloscraf, voltmetru electronic) sau utilizarea, prin intermediul unui etaj repetor catodic, se pot obţine valori foarte apropiate de cele teoretice.

Important este de remarcat că valoarea $C_0 = 12$ pF a fost supraestimată deoarece oscilatorul experimental fără compensaţie se desprinde mai tîrziu în comparaţie cu valoarea teoretică (fig. 7).

De asemenea, faptul că frecvenţa pentru care amplitudinea oscilaţiilor este constantă este mai mică decît cea teoretică (fig. 9) se explică pe de o parte prin faptul că $C_0 < 12$ pF necesită şi $Q_2 > 0{,}5$ dar mai ales prin aceea că, datorită capacităţii parazite a bobinei, montajul studiat se găseşte în situaţia de subcompensare ($Q_2 < 0{,}5$).

5. **Concluzii.** După cum s-a văzut, frecvenţa maximă ce se poate obţine în mod util cu oscilatorii *RC* cu defazare este limitată la circa 8 MHz. Acest lucru este cauzat în esenţă de doi factori:

a) amplificarea mică a etajului la frecvenţe mari;

b) atenuarea mare a reţelei de defazare.

In plus aceşti oscilatori cer o construcţie foarte îngrijită.

In comparaţie cu oscilatorii *LC* ei prezintă însă o seamă de avantaje (desigur în limita gamei de frecvenţă posibilă):

a) permit cu un acelaşi aparat acoperirea unei game de frecvenţă de la cîţiva hertzi la circa 8 MHz;

b) permit obţinerea fără dificultăţi a unei forme de undă sinusoidale;

c) pe o gamă foarte întinsă (pînă la 3—4 MHz) permit obţinerea unor oscilaţii cu amplitudine constantă.

Bibliografie

[1] *Aseev B.P.*: Relaţii de fază în radiotehnică. Moscova, 1951.

[2] *Aseev B.P.*: Bazele radiotehnicii, EES, Bucureşti, 1952.

[3] *Holbrook G.W.*: Oscilator cu rezistenţă — capacitate pentru înaltă frecvenţă, Electronic Engineering, decembrie, 1953.

[4] *Cormack A.*: Oscilator cu frecvenţă variabilă de bandă largă: Wireless Engineer, septembrie, 1951.

[5] *Kreiţer B.L.*: Amplificatori video, Moscova, 1952.

[6] *Smirenin B.A.*: Manual de radiotehnică, EES, 1953.

**

К РАБОТЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ RC СО СДВИГОМ ФАЗ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Р е з ю м е

Делается подробное аналитическое исследование работы, колебательных контуров RC со сдвигом фаз с одной или с двумя электронными лампами на высоких частотах. Расчитывается максимальная частота работы и оптимальные значения элементов схемы.

**

DER BETRIEB VON RC-OSZILLATOREN MIT PHASENVERSCHIEBUNG, BEI HOCHFREQUENZ

Zusammenfassung

Der Betrieb von RC-Oszillatoren mit Phasenverschiebung und einer oder zwei Röhren wird einem eingehenden analytischen Studium unterworfen. Es werden die maximale Arbeitsfrequenz und die optimalen Werte der verschiedenen Elemente berechnet.

Electrotehnică teoretică

BAZELE MATEMATICE ALE PROCESELOR DE CONECTARE

621.3 :51

Plecînd de la relaţiile diferenţiale ale procesului de încălzire la corpuri omogene, la putere de încălzire constantă, autorul analizează în mod analog, circuitele cu elemente *RL*, *RC* şi *RLC*, conectate la o reţea rigidă de curent continuu. Se arată că în circuitele cu elemente *RL* şi *RC* sînt procese de conectare analoge procesului de încălzire. În continuare se expune într-un exemplu că pentru un cablu cu o capacitate de 4 μF şi cu o rezistenţă a izolaţiei de 20 MΩ, deci cu o constantă de timp $CR = 80$ *s*, timpul de descărcare ar fi de 400 *s* sau circa 7 minute; la 1,5 *T*, adică 2 minute, la 100 k*V*, cablul ar mai avea o tensiune reziduală $Ue^{-1,5}$ adică 0,223.100 k*V* = 22,3 k*V* indicaţie de care trebuie să se ţină seamă pentru a asigura securitatea personalului.

Circuitul cu elementul *RL* este de asemenea analizat la anclanşare pe o tensiune sinusoidală; se arată un exemplu de calcul.

Modificarea constantei de timp *T*, la saturaţie în circuitul magnetic, face imposibilă tratarea matematică exactă. Cu ajutorul oscilogramei, se poate face o analiză aproximativă.

Se analizează în condiţii asemănătoare şi circuitul cu element *RC* căruia i s-a aplicat o tensiune sinusoidală. Se expune comparativ efectele în cele două circuite cu elemente *RL* şi *RC*.

În încheiere se fac consideraţii generale asupra circuitului cu elementul *RLC* şi se dau indicaţii pentru o analiză aprofundată.

(Din „**Deutsche Elektrotechnik**" nr. 3, 1956; G. Bolz)

M. P.

Centrale şi reţele electrice

REGLAREA AUTOMATĂ A FRECVENŢEI ÎN SISTEMELE ENERGETICE PUTERNICE

621.311.161 :621.316.726.178

În articol se motivează înlocuirea vechiului sistem de reglare a frecvenţei în sistemele energetice — reglare înfăptuită de obicei de o hidrocentrală de putere mare — cu un sistem prin care reglarea frecvenţei se face cu ajutorul a mai multe centrale.

Se dau trei metode de reglare automată a frecvenţei în care iau parte mai multe centrale, metode aplicate experimental în sistemele energetice ale U.R.S.S. şi rezultatele experienţelor.

1. Reglarea automată a frecvenţei după caracteristicile statice. În experienţe s-a obţinut o exactitate de ± 0,15 Hz sau chiar mai puţin în cazul cînd regulatorul de frecvenţă lucrează împreună cu automatul de reglare a puterii.

2. Reglarea automată a puterii cu controlul trecerii puterilor pe liniile de tranzit. Metoda se aplică în sisteme (raioane) energetice unite prin linii de tranzit a căror capacitate de trecere este mică în comparaţie cu puterea raioanelor unite. Sistemul de reglare este astatic, adică frecvenţa se menţine constantă.

3. Reglarea automată a frecvenţei dintr-un centru (telereglarea frecvenţei). Această metodă s-a dovedit a fi cea mai bună, avînd posibilitatea să introducem în procesul de reglare un număr nemărginit de centrale, sistemul de telecanale fiind într-un singur sens.

(Din „**Electriceskie stanţii**", nr. 10, 1955; L. D. Sterninson)

D. M.

CE ESTE O REŢEA IN DEFAZARE MINIMĂ

621.372.553

In teoria generală a circuitelor electrice, în legătură cu studiul proprietăţilor generale ale reţelelor electrice, s-a introdus termenul de „reţea cu defazare minimă", fără a se fi dat însă o precizare unică a acestuia.

In cadrul articolului se aduce o unificare a semnificaţiilor dată de diverşi autori, termenului de reţea cu minim de defazare.

Pornind de la definiţia reţelelor cu minim de defazare în legătură cu poziţia zerourilor funcţiei de transfer respectiv în planul complex, se ajunge la o altfel de caracterizare a acestor reţele. Anume, definindu-se într-un anumit fel funcţia de transfer a reţelei, încît argumentul să varieze continuu în jurul lui zero, atunci cînd funcţia trece prin zero, se stabileşte că, dintre toate reţelele care au aceeaşi caracteristică de amplitudine, reţeaua cu minimum de defazare introduce la toate frecvenţele un defazaj mai mic decît acela corespunzător unei reţele care nu este cu defazare minimă, avînd în acest fel cea mai mică variaţie de fază posibilă atunci cînd frecvenţa variază de la zero la infinit.

(Din „**Trans. of. A.I.E.E.**" vol. 74 part. I. ianuarie 1956 N. Balabanian).

GH. R. I.

Maşini electrice

DIAGRAMA DE SARCINA A ALTERNATORILOR

621.313.322.012

Pentru utilizarea economică a alternatorilor este necesar să fie cunoscută influenţa parametrilor principali asupra puterii debitate. In acest scop se propune o diagramă a puterii alternatorului, care indică limitele de încărcare ale acestuia, pentru orice factor de putere inductiv sau capacitiv. Se arată modul de construcţie al diagramei pentru: limita de încălzire a statorului; limita de încălzire a rotorului, atît în cazul rotorului cu poli aparenţi, cît şi în cazul rotorului cu poli înecaţi; limita de încălzire a secţiunii terminale a statorului; limita de stabilitate. Se arată că, în special în cazul funcţionării capacitive a maşinilor cu poli înecaţi, se poate produce o creştere importantă a temperaturii în secţiunea terminală a statorului, din cauza fluxului de scăpări, care taie diferitele părţi metalice ale acestei secţiuni.

Se studiază diagrama de sarcină pentru cazul funcţionării la o tensiune diferită de cea nominală, precum şi pentru o unitate bloc alternator-transformator. In ultimul caz se iau în consideraţie pierderile de putere reactivă în transformator. pierderile active fiind incluse în sarcină.

(Din „**Proc. I.E.E.**" part. A, nr. 5, octombrie, 1955; R. W. Bruck, H. K. Messerle)

I. C

REGLAJUL TENSIUNII UNUI ALTERNATOR HIDRAULIC DE 36 000 kVA PRIN AMPLIFICATORI MAGNETICI

621.313.322—82 :621.316.722 :621.375.3

După ce se amintesc principiile generale cunoscute ale reglajului în buclă închisă, se expune principiul funcţionării amplificatorilor magnetici. In esenţă aceştia folosesc proprietăţile de saturaţie ale corpurilor feromagnetice, constituind miezurile pe care sînt bobinate diferitele înfăşurări. Cînd miezul este saturat curentul care parcurge înfăşurarea de sarcină este maxim şi sensibil egal cu raportul dintre tensiunea de alimentare şi rezistenţa ohmică a circuitului, iar cînd el este desaturat curentul este minim. Amplificatorii cu autosaturaţie sînt prevăzuţi cu un redresor pentru a împiedica demagnetizarea în timpul alternanţelor negative. De asemenea, tolele trebuie să aibă o curbă de istereză cît mai verticală.

In continuare este descrisă schema dispozitivului de reglaj adoptat care comportă un supravoltor—devoltor montat în serie cu inductorul excitatricei principale. Tensiunea—semnal furnizată de transformatorii de măsură montaţi pe barele alternatorului este comparată — după redresare şi filtrare — cu o tensiune de referinţă stabilizată de un tub cu catodă rece. Diferenţa este amplificată de trei etaje magnetice în cascadă care alimentează înfăşurarea inductoare a supravoltorului—devoltor.

Dispozitivul asigură creşterea tensiunii alternatorului la valoarea nominală în 1,7 s, precum şi dezexcitarea rapidă a maşinii.

Sînt arătate, pe larg, toate caracteristicile principale ale elementelor care compun dispozitivul, apoi sînt expuse rezultatele încercărilor, care au constat din :

1) măsurarea vitezei de răspuns a excitaţiei principale în gol, cu şi fără regulator ;
2) ridicarea bruscă a tensiunii, alternatorul fiind deconectat ;
3) anclanşarea şi declanşarea pe linie în gol ;
4) întrerupere în sarcină activă şi reactivă ;
5) variaţie mică a tensiunii ;
6) scurtcircuit trifazat ;
7) dezexcitaţie rapidă în gol şi în scurtcircuit.

Toate aceste încercări au dovedit stabilitatea bună şi viteza mare a reglajului obţinut cu dispozitivul descris.

Articolul se încheie cu un studiu asupra funcţiilor de transfer ale maşinilor rotative.

(Din „**Bulletin de la Soc. Française des Electriciens**" nr. 64/1956, J. Fournier)

N.K.

Transformatori electrici

PROBE LA IMPULS ALE INFĂŞURĂRILOR DE JOASA TENSIUNE A TRANSFORMATORILOR DE DISTRIBUŢIE

621.314.222 : 621.317.333.8

Pentru probele de impuls ale transformatorilor normele americane cer utilizarea undei de 1,5/40 μs.

Autorul arată că o asemenea undă nu este nimerită pentru încercarea înfăşurărilor de joasă tensiune a transformatorilor de distribuţie, deoarece acestea avînd un număr mic de spire au o impedanţă foarte joasă pentru undele de impuls. Ar fi necesar atunci un generator de impuls de mare capacitate care ar prezenta însă dezavantajul că s-ar putea genera tensiuni foarte înalte în înfăşurarea de înaltă tensiune. Pentru a reduce aceste tensiuni, autorul recomandă micşorarea duratei undei şi aplicarea undei pe înfăşurarea de joasă tensiune (secundar).

Probele de impuls pe secundar (joasă tensiune) sînt mai nimerite decît pe primar (înaltă tensiune), deoarece experienţa a arătat că adesea supratensiunile sosesc la transformatorii de distribuţie pe partea liniei de joasă tensiune. Pentru reducerea duratei undei pledează şi faptul că aproape toţi transformatorii de distribuţie (pentru 600 *V* sau mai puţin) au un grad de izolaţie al secundarului care nu ar putea să suporte impulsuri de tensiune de 25 kV pentru un timp superior aceluia de 102 μs.

Aplicarea unei unde de şoc pe secundar şi oscilografierea undei care se induce în primar, constituie un mijloc eficace pentru relevarea eventualelor defecte de izolare în transformatorii, cu tensiuni primare de 15 kV sau mai puţin.

Pentru transformatorii cu tensiunea înaltă mai mare de 15 kV, autorul găseşte necesar să se facă noi experimentări pentru a verifica dacă metoda bazată pe tensiunea indusă în primar, poate să fie suficient de sigură sau este necesar să se recurgă la alte metode.

(Din „**Electrical Engineering**" tom. 74, nr. 7, 1956 ; J. R. Holcomb)

D.P.

Acţionări electrice

SISTEME DE ACŢIONARE LEONARD PENTRU MAŞINI UNELTE MARI

621.34 :621.9

Prin introducerea în industria metalurgică a metodelor moderne de prelucrare şi a sculelor noi, sistemele de acţionare Leonard au devenit nelipsite la acţionarea maşinilor unelte. Întrucît montajul clasic Leonard necesită aparataj destul de greu pentru reglare, articolul arată cum au apărut diferite artificii în schemă, care dau posibilitatea să se obţie gama posibilităţilor de reglaj, precum şi automatizarea totală printr-un aparataj comod şi uşor.

În continuare, articolul face o descriere sumară fără a intra în amănunte a diferitelor montaje ca de exemplu : montaj Leonard cu thytron (tiratron), cu amplificator magnetic, cu excitatoare intermediară etc.

Articolul discută, de asemenea, întrebuinţarea diferitelor montaje pentru fiecare gen de maşină unealtă în parte, accentuîndu-se asupra condiţiilor la care trebuie să facă faţă.

Drept completare sînt redate în cîteva planşe fotografice, diferite maşini unelte mari, acţionate prin sistem Leonard.

(Din „**Brown Boveri Mitteilungen**" tom 43, nr. 5, 1956; M. Steinbrunner şi A. Schenkel)

W.L.

Întreruptori

O NOUĂ STAŢIE DE ÎNCERCĂRI PENTRU ÎNTRERUPTORII DE MARE PUTERE

621.316.57.001.4

Se expun consideraţiile generale care au condus la construirea acestei noi staţii de încercare pentru întreruptori de mare putere şi se dau caracteristicile ei tehnice. Puterea trifazată la 22 kV este 2 000 MVA, ceea ce permite încercarea în condiţii reale a întreruptorilor pînă la această tensiune. Incercarea în condiţii reale a întreruptorilor de tensiuni mai mari nu ar fi fost justificată economic şi întrucît încercarea monofazată dă rezultate satisfăcătoare, eforturile s-au concentrat pentru obţinerea unor mari puteri monofazate. S-a ajuns la o putere de 4 800 MVA la 380 kV. Se arată modul în care s-a realizat această putere, dispoziţia instalaţiei şi nivelele de izolaţie adoptate.

Generatorul nou instalat are o putere nominală de 60 MVA şi o putere la scurtcircuit de 2 000 MVA. Fiecare fază are două înfăşurări pentru obţinerea a patru tensiuni. Pentru limitarea curenţilor de scurtcircuit sînt prevăzuţi reactori, a căror reactanţă poate fi modificată prin diverse conexiuni serie paralel. Factorul de putere este controlat de un rezistor.

Transformatorii de putere sînt trei unităţi monofazate cu tensiunea nominală maximă de 152 kV faţă de pămînt, cu nivelul de izolaţie la 1 250 kV.

Echipamentul de măsură şi control este centralizat într-o clădire separată şi este de tip curent cu excepţia cîtorva aparate asupra cărora se dau indicaţii suplimentare.

(Din „**Proc. of the I .E .E**" tom. 6, decembrie, 1955 ; J Chriestie, H. Leyburn, R. W. Fenn)

I.C.

Protecţie şi reglaj

VITEZA DE PROPAGARE A CANALULUI PRINCIPAL AL UNEI SCINTEI LUNGI IN CAZUL UNUI INTERVAL TIJĂ—TIJĂ

621.316.933.1. : 537.52

In cadrul lucrării se dau rezultatele obţinute pe cale experimentală măsurîndu-se viteza de propagare a canalului principal la o descărcare sub formă de scînteie, ambii electrozi fiind sub formă de tije.

Se arată necesitatea stabilirii vitezei de propagare a canalului principal pentru a se putea preciza fenomenologia descărcărilor sub formă de scînteie ; interesează îndeosebi modul cum variază această viteză în timpul dezvoltării canalului principal.

In referat se dă descrierea rezumativă a modului cum s-au efectuat încercările experimentale. Se arată astfel că spaţiul de străpungere a fost de 230 cm, iar electrodul opus electrodului instalaţiei de impuls era reprezentat de o tijă lungă de 50 cm cu o rezistenţă de punere la pămînt relativ mare. S-a constatat că liderul pozitv este mult mai luminos decît cel negativ. Punctul de întîlnire al liderilor (adică locul de unde începe să se dezvolte canalul principal) depinde de înălţimea

paratrăsnetului vertical pus la pămînt. Dezvoltarea canalului principal se face către ambii electrozi, viteza variind. Valoarea medie a vitezei de propagare a canalului principal a fost de $1{,}5.10^8$ cm/s. viteza : maximă înregistrată a fost de $5{,}1.10^8$ cm/s. Viteza medie de propagare a liderului a fost de 6,54. 10^6 cm/s, iar viteza maximă de $1{,}1.10^7$ cm/s mult mai mică decît a descărcării principale.

Referatul conţine 4 figuri şi 4 fotografii. Pentru fotografiere s-a folosit camera lui Kerr.

(Din „**Jurnal tehniceskoi fiziki**" tom. XXVI nr. 4/1956 Baghirov M. A.)

G.D

UN STABILIZATOR DE PRECIZIE DE CURENT CONTINUU

621.316.721

Stabilizatorul este destinat alimentării unui electromagnet de curent continuu, la care este necesar un cîmp magnetic extrem de stabil. Stabilizatorul furnizează curent reglabil între 50—150 mA, cu o stabilitate de 4 părţi în 10^6 timp de o oră, într-o sarcină de 3 000 Ω inductivă.

Potenţialul de referinţă de 5,2 *V* este dat de o pilă primară cu mercur.

Amplificatorul de eroare este compus din două unităţi în paralel. Prima constă dintr-un amplificator de curent continuu cu transformare în curent alternativ prin vibrator, amplificare de curent alternativ şi redresare sensibilă la fază. Aceasta uşurează rezolvarea problemelor de stabilitate, dar ridică probleme legate de prezenţa componentelor de frecvenţe mai înalte şi de pericolul oscilaţiilor.

Pentru aceasta se adaugă un alt amplificator de curent alternativ în paralel, care compensează dezavantajele primei unităţi de amplificare.

Sistemul este alimentat de la un redresor stabilizat în limitele ± 0,5 %. Pila şi rezistenţa de referinţă sînt introduse într-o cuvă cu apă termostatată la ± 0,05°C.

Sînt prezentate şi circuitele de control pentru varierea curentului, ca şi metodele de încercare şi rezultatele.

(Din „**The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**", part. B., mai, 1955, M. W. Jervis).

I. L.

Redresori, mutatori

INSTALAŢII REDRESOARE CU SELENIU STABILIZATE

621.314.634 :621.316.722

In articol se arată care sînt schemele care permit obţinerea unei tensiuni redresate stabile, pentru variaţia tensiunii de alimentare, a curentului de sarcină şi a frecvenţei reţelei în anumite limite. Puterea acestor instalaţii este cuprinsă între 2 şi 7 kW.

Circuitele de comandă ale transductorului care menţine stabilă tensiunea autotransformatorului de alimentare a redresorilor au roluri diferite. Astfel unul din circuitele de comandă corectează variaţiile de tensiune ale reţelei, iar altul, alimentat de curentul de sarcină, compensează căderile de tensiune provocate de variaţiile curentului de sarcină.

Dispozitivul este constituit dintr-un transductor principal montat în serie cu sarcina şi dintr-un amplificator magnetic auxiliar care alimentează unul din circuitele de comandă ale transductorului principal. Amplificatorul magnetic auxiliar este constituit dintr-o serie de circuite de comandă care traduc variaţiile de tensiune ale reţelei şi sarcinii în diverse valori ale cîmpului de premagnetizare.

In una din schemele redate, tensiunea redresată este menţinută constantă în limitele ± 0,8 % pentru variaţii de 20 % ale sarcinii faţă de valoarea nominală, pentru variaţii ale tensiunii reţelei cuprinse între ± 10 % precum şi pentru variaţii de ± 3 % ale frecvenţei reţelei.

(Din „**Electricestvo**" nr. 4, 1956; I.Rathaus)

S. S.

DESPRE REDRESAREA TENSIUNILOR ALTERNATIVE PENTRU SCOPURI DE MĂSURĂTORI

621.317 :621.314.6

Redresarea este un caz particular al modulaţiei, la care cu ajutorul unui cuadripol cu o caracteristică neliniară curent-tensiune, dintr-o tensiune alternativă $u = \hat{u} \cos(\omega t)$ se produce un amestec de oscilaţii de forma :

$$i = f(U_0 + u_\sim) = f\left(\sum_{q=0}^{\infty} u_{q\omega}\right)$$

Componenta de curent continuu U_0 cuprinsă aici, produs de modulaţie cu „frecvenţa zero", în telecomunicaţii este mult utilizată ca măsură pentru o mărime de curent alternativ care trebuie determinată, adică amplitudinea $\hat{u}$ sau valoarea eficace $\frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$ a tensiunii alternative.

Rezultatele măsurătorilor şi precizia lor depinde de caracteristica redresorului, de rezistenţele în circuitul de curent continuu şi curent alternativ a schemei : de asemenea depind de armonicile generatorului de curent alternativ.

(Din „**Nachrichtentechnik**" nr. 1, 1956, O. Henkler)

S. H.

REDRESOR MECANIC DE MARE PUTERE

621.314.626

Redresorii mecanici, avînd un randament foarte ridicat sînt indicaţi pentru utilizarea în procesele electrolitice, unde se cere tensiune joasă şi curent mare. In acest scop s-a proiectat un redresor mecanic de 15 kA la 220—270 *V*. Se descrie soluţia principială adoptată : reglaj sub sarcină al transformatorului ; conexiunea în cale dublă a secundarului ; conexiunea în cale simplă a reactorului de comutaţie ; un sistem combinat de control şi comandă a deschiderii şi închiderii contactelor, prin mişcarea comandată a statorului motorului sincron ; numărul de contacte redus la 12 şi răcirea cu aer a contactelor.

In continuare, se descriu elementele componente ale instalaţiei : partea mecanică, circuitul de ungere şi contactele. Reactorul de comutaţie este puternic saturat, are o forţă coercitivă redusă iar trecerea de la saturaţie la nesaturaţie se face sub un unghi foarte ascuţit. Este construit sub formă toroidală dintr-un aliaj 50 % nichel-fier, cu cristale orientate. Reactorul este închis într-o carcasă de aluminiu şi răcit prin ventilaţie forţată. Reactorul este prevăzut cu premagnetizare în curent continuu şi premagnetizare în curent alternativ. Comanda deschiderii şi închiderii contactelor este dată de un releu, acţionat prin intermediul unui amplificator magnetic, controlat la rîndul său de cele 12 contacte ale redresorului. Protecţia este asigurată prin scurtcircuitoare de mare viteză, plasate în imediata apropiere a contactelor redresorului. Un oscilograf conectabil pe oricare din contactele principale indică corectitudinea montării acestora.

Experienţele efectuate precum şi un an de funcţionare a redresorului confirmă soluţia adoptată. Randamentul global, ţinînd seama de consumul tuturor circuitelor auxiliare, este de 97,25 %.

(Din „**Proceedings of the Institution of Electrical Engineering**" tom. 5, octombrie, 1955 ; I. C. Read, C. F. Gimson)

I. C.

INCĂRCAREA MUTATORILOR LA SARCINA CONSTANTĂ IN TIMP

621.314.65

Ca urmare la un articol anterior al autorului, apărut în Brown Boveri Mitteilungen nr. 4—5, 1955, în care erau tratate generalităţi asupra încărcării mutatorilor în sarcină, în acest

articol se tratează amănunţit comportarea lor în regim staţionar.

Problemele tratate sînt următoarele: stabilirea încărcării mutatorilor în sarcină prin probabilitatea aprinderii inverse; comportarea tensiunii de zăvorîre a mutatorilor la sarcină constantă în timp, în funcţionare de redresor sau invertor; dependenţa tensiunii de zăvorîre faţă de intensitatea curentului; încărcarea mutatorilor la sarcină constantă în timp.

(Din „**Brown Boveri Mitteilungen**", tom 43, nr. 3—4, 1956, Th. Wasserrab) *W.L.*

Aparate electrostatice

GENERATOR DE IMPULSURI ELECTROSTATIC

621.317 : 621.314.6

Dispozitivul descris mai jos permite generarea de impulsuri de diferite forme, necesare în maşinile de calculat electronice. Dacă o tobă metalică este adusă la un potenţial înalt şi o probă ecranată este apropiată de suprafaţa sa,

Fig. 1

atunci în probă se induc tensiuni corespunzătoare formei tobei.

Aceasta necesită tensiuni mari pentru tobă (fig. 1) şi tensiunile obţinute la ieşire sînt oarecum mici.

S-a prevăzut atunci, alimentarea tobei cu o tensiune de radiofrecvenţă şi introducerea între probă şi pămînt a unui circuit rezonant pe aceeaşi radiofrecvenţă (1 MHz). Montajul

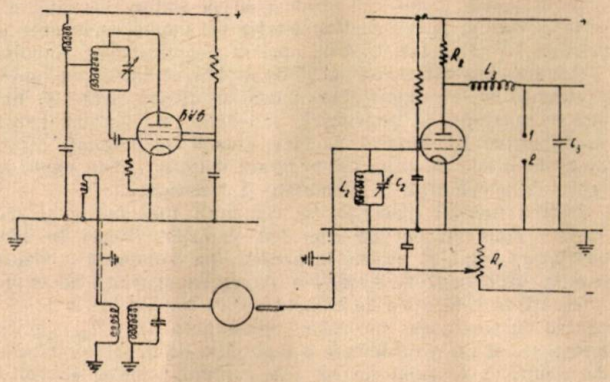


Fig. 2

constă deci dintr-un oscilator de RF (6V6 montat ca oscilator Hartley) un cablu coaxial care face legătura cu bobina tobei, un cap de probă care printr-un alt cablu coaxial se conectează la grila unei pentode amplificatoare-detectoare. L_2C_2 sînt acordate pe 1 MHz.

Negativarea se ajustează prin R_1 astfel încît numai în timpul rotaţiei tobei să existe curent anodic. I_3C_3 filtrează tensiunea pe R_2 şi tensiunea continuă se obţine între 1 şi 2 (fig. 2).

Avantajele acestui sistem sînt: 1—cost redus al capului de probă; 2—tensiune de ieşire mare (55 V); 3—impedanţă scăzută: 4—tensiune de ieşire constantă pentru orice viteză a tobei.

(Din „**Electronic Engineering**", martie, 1956, W. Woods Hill) *M.B.*

Tracţiune electrică

CONSIDERAŢII ASUPRA PROIECTĂRII UNEI LOCOMOTIVE ELECTRICE DE MARE PUTERE, CU REDRESOR

621.335.2 : 621.314.6

Se ştie că discuţiile proiectării unei locomotive electrice cu redresor sînt centrate în jurul motorului de tracţiune. Pentru a compensa costul echipamentului redresorului trebuie ca motorul de tracţiune de curent continuu să fie ieftin. Pe de altă parte pentru a fi la înălţimea performanţelor cerute locomotivelor moderne înzestrate cu comutatori de 25 Hz şi care au proprietatea de a furniza puteri mari la viteze mari, motoarele alese pentru locomotivele cu redresori trebuie să aibe caracteristici similare. Se menţionează că puterea de vîrf cerută motorului în intervale scurte ajunge la o locomotivă de pasageri la 1 500 CP.

Articolul studiază posibilitatea întrebuinţării în aceste cazuri a motoarelor electrice Diesel de curent continuu care răspund cerinţelor impuse.

Se studiază de asemenea formele de undă, conexiunile redresorului de putere, arcurile electrice cu redresori etc.

(Din Tr. **AIEE**, vol. 74, part. II, 1955, H. S. Ogden) *M. Bi.*

LOCOMOTIVE MODERNE PENTRU CĂI FERATE DE MUNTE

621.335 :625.33

Autorul descrie cîteva tipuri moderne de locomotive cu cremaieră, de construcţie uşoară şi de mare viteză, precum şi două tipuri de locomotivă cu cremaieră de capacitate mare.

Caracretisticile tehnice, rezultatele obţinute în exploatare şi forma constructivă ne dau o imagine de progresul vizibil al tracţiunii electrice.

Articolul dă un tablou cu principalele caracteristici a nouă tipuri de locomotivă cu cremaieră ce au fost livrate diferitelor societăţi de exploatare de căi ferate.

Ca o caracteristică ce se remarcă în mod deosebit este panta mare pe care circulă unele din ele. De exemplu calea ferată a masivului Jungfrau are o pantă, pe unele porţiuni din traseu, de 250 %0.

Pentru rezolvarea unor astfel de condiţii grele de exploatare s-au ajuns la o automatizare completă a comenzilor de circulaţie şi frînare în aşa fel ca să prezinte maximum de siguranţă.

(Din „**Brown Boveri Mitteilungen**" tom 43, nr. 1—2, 1956; E. Hugentobler) *W.L.*

Tensiuni înalte

INFLUENŢA FORMEI UNDEI DE TENSIUNE ASUPRA RIGIDITĂŢII ELECTRICE A INTERVALELOR IN AER

537.523 : 621.3.015.51

In prezent coordonarea izolaţiei instalaţiilor de tensiune înaltă se face după caracteristicile de protecţie (voltsecundă), care se definesc experimental cu o undă de tensiune standard (1,5/40μs).

In condiţiile de exploatare, însă, s-a observat că izolaţia este supusă acţiunii unor unde de supratensiuni atmosferice de cele mai diferite forme.

In articol se arată felul în care forma undelor de impuls influenţează caracteristica de protecţie a izolaţiei. Experienţele au fost făcute cu două feluri de unde de polaritate pozitivă:

a) unde unipolare cu o scădere rapidă după amplitudine; acest fel de unde pot lua naştere în urma loviturii directe a trăznetului pe liniile de transport;

b) unde unipolare cărora li se suprapun oscilaţii de înaltă frecvenţă; acest fel de unde pot lua naştere pe echipamentul staţiilor cu o capacitate mare de intrare.

Experienţele au fost făcute pe un lanţ format din 12 izolatori de tipul P-4,5 şi au arătat, că influenţa exercitată de forma

undei de impuls asupra caracteristicii de protecţie este foarte mare.

In articol se dă fizica descărcării în cazul undelor susnumite, metoda de calcul a caracteristicii de protecţie în cazul in ervalelor mari în aer şi rezultatele experienţelor sub formă de grafice şi oscilograme.

(Din „Elektricestvo" nr. 5, 1956; A. A. Acopian, V. P. Larionov, A. S. Torosian)

D. M.

Comandă şi control

COMANDA MAŞINILOR DIN INDUSTRIILE BUNURILOR DE CONSUM

612.316.7 :621 — 5 :330.123.4

Articolul, care este o conferinţă ţinută de autor, prezintă cîteva exemple de instalaţii industriale cu tablourile de comandă centralizate şi semnalizările respective ce decurg din procesele de fabricaţie.

Autorul porneşte de la premiza că misiunea constructorului unei instalaţii de comandă şi semnalizare respectiv automatizare, este aceea de a alege aparatura potrivită existentă şi de a o ordona scopului ce trebuie să servească şi nicidecum de a dezvolta sau îmbunătăţi metode noi de reglaj.

Ca o linie de conduită în această direcţie, apar cîteva principii de bază

1. Care să fie gradul de automatizare? Trebuie să ne ferim de a automatiza de dragul automatizării. Foarte frecvent apare cazul cînd o comandă semi-automată este mai adecvată şi mai raţională.

2. Pentru o instalaţie productivă siguranţa de funcţionare este factorul cel mai important. Pentru aceasta trebuie să avem în vedere durata de viaţă şi posibilitatea de defecţiune a aparatelor. Totodată trebuie să avem în vedere distribuţia comenzilor să fie ordonată în aşa fel ca să se evite comenzi greşite, mai ales în întreprinderi la care personalul care deserveşte instalaţia nu are o calificare deosebită.

3. Posibilitatea de a se urmări pe cît posibil toate fazele procesului tehnologic, pe un tablou central de semnalizare, pentru a se da posibilitatea ca dintr-o singură privire să se poată observa o eventuală defecţiune sau comandă greşită.

(Din „Bull. A. S. E.", tom. 47, nr, 3, 1956; W. Widmer)

W. L.

EVOLUŢIA TABLOULUI DE COMANDA ŞI CONTROL ŞI A APARATAJULUI RESPECTIV

621.316.34(09)

Complexitatea din ce în ce mai mare a instalaţiilor industriale sau a reţelelor de distribuţie, a condus la necesitatea de a se concentra la maximum — în cîmpul vizual şi la îndemîna personalului de deservire — a unui mare număr de informaţii şi dispozitive de acţionare. In general, informaţiile sînt primite de operator pe cale vizuală sub formă de simboluri culori şi combinaţii ale acestora.

Una dintre primele relizări interesante a fost tabloul de comandă al gării Montereau (Franţa) construit în 1948—1949. Datorită folosirii benzilor luminoase realizate cu ajutorul răşinilor extrem de transparente s-a putut reprezenta o joncţiune dublă de cale ferată pe o suprafaţă de panou de 8 cm² în timp ce cele 16 lămpi care o luminează — situate în spatele tabloului — ocupă o suprafaţă de 64 cm². In acest fel tabloul a fost de patru ori mai mic decît cele similare realizate mai înainte.

Pornindu-se de la această construcţie s-au fabricat două tipuri de comutatori de comandă şi semnalizare, unul cu lăţimea totală de 60 mm iar al doilea de 30 mm, astfel încît a fost posibilă realizarea de panouri şi pupitre de comandă extrem de compacte. Pentru completarea acestora a fost necesară însă reducerea dimensiunilor şi a celorlalte aparate de măsură şi semnalizare care se montează, de obicei, pe aceste tablouri. Printre acestea se enumără diferitele instrumente de măsură ale mărimilor electrice, semnalizatoarele luminoase de defecte cu inscripţii, semnalizatoare cu cifre sau culori etc.

Desigur că atunci cînd este necesară reprezentarea continuă a circulaţiei de fluide sau electricitate, se prevăd benzi luminoase similare cu cele folosite în tabloul staţiei de cale ferată amintită. Prin iluminarea succesivă cu trei culori se poate cunoaşte în fiecare moment situaţia pe diferitele secţiuni ale traseului.

Construcţia sălilor de comandă şi control se face în, general după trei concepţii, fiecare cu domeniul său de aplicare.

1. Aparatele de comandă şi control se montează pe un singur suport realizat, fie ca pupitru înclinat, fie ca tablou vertical. De obicei, ele sînt montate pe schema sinoptică a instalaţiei.

2. Aparatele de control sînt montate pe un tablou, iar cele de comandă separat pe un pupitru. Teoretic această dispoziţie asigură dimensiunile minime ale sălii.

3. Dispozitivul de comandă unic, în care mai multe subansamble identice ale instalaţiei — avînd fiecare un panou independent de control — sînt manevrate de pe un pupitru unic comutat succesiv pe subansamblul dorit. Acest sistem poate fi aplicat numai atunci cînd nu este necesară comanda simultană a mai multor subansamble.

In viitor necesitatea de a diminua dimensiunile tablourilor de comandă, va impune utilizarea releelor intermediare care trebuie astfel construite încît să asigure serviciul fără defecţiuni.

In concluzie, micşorarea dimensiunilor tablourilor de comandă permite realizarea de economii în construcţie, mărindu-se totodată eficacitatea, deoarece personalul de deservire poate cuprinde dintr-o singură privire întreg ansamblul instalaţiei. Pentru realizare, trebuie organe de dimensiuni mici, de preferinţă gata cablate şi verificate în laborator, care se conectează cu fişe potrivite.

(Din „Bulletin de la Soc. Franç. des Électriciens", nr. 64, 1956, Robert Arhold)

N. K.

ELEMENTELE UNEI COMENZI MODERNE DE MAŞINĂ

632—6

In diversele ramuri ale industriei se impun condiţii din ce în ce mai grele comenzilor eletrice ale maşinilor în ceea ce priveşte pornirea lor, mersul, oprirea şi schimbarea sensului.

Pornirea maşinilor trebuie să fie rapidă, cu limitarea rapidă a curentului la majoritatea maşinilor unelte, lentă şi lină pentru maşinile de imprimerie şi textile, cu tracţiune constantă pentru laminoarele la rece, maşini de bobinaj, calandrele de hîrtie şi după un program stabilit cu un eventual reglaj de acceleraţie la funiculare şi ascensoare.

Pentru mersul maşinilor se cer mult mai multe şi mai variate comenzi, ca de exemplu variaţia vitezei în mod continuu: reglajul vitezei în menţinerea constantă a vitezei reglate, indiferent de condiţiile exterioare (variaţii de cuplu, fluctuaţii în tensiunea de alimentare) cu precizie de la 1—5% pentru majoritatea maşinilor, unele pînă la 1‰ pentru laminoare şi cu o rapiditate a reglajului de ordinul zecimilor de secundă; reglajul formei sau cuplului; reglaj combinat de viteză şi poziţie etc.

Oprirea maşinilor trebuie să fie rapidă pentru calandre, maşini de imprimerie şi, într-o oarecare măsură, pentru maşinile unelte şi trebuie să se facă după un program stabilit cu un eventual reglaj de acceleraţie pentru ascensoare şi funiculare.

Pentru maşini unelte cu mersul de du-te vino al mesei (de exemplu raboteze) şi pentru laminoare reversibile, este necesară comanda rapidă a inversiunii sensului.

Din analizarea structurii comenzii unei maşini rezultă elementele necesare şi rolul fiecărui element în cadrul comenzii respective. Printre aceste elemente amplificatorii de reglaj şi de putere au un loc foarte important. De aceea se descrie în continuare, în articol, diferitele tipuri de amplificatori ca: amplificatorii magnetici, caracterizaţi prin robusteţe şi durabilitate practic infinită, amplificatorii electronici, caracterizaţi printr-un mare factor de amplificare şi constanta de timp foarte mică şi amplificatorii rotativi (metadina şi amplidina). Cu excepţia amplificatorilor electronici, al căror principiu se

presupune suficient de cunoscut, se arată principiul de funcţionare al fiecărui tip de amplificator. De asemenea, sînt prezentate cîteva exemple de realizări practice ale diverselor tipuri de amplificatori.

Inginerului care elaborează proiectul comenzii unei maşini îi revine sarcina să aleagă din întreaga gamă de amplificatori pe aceia care corespund cît mai exact cerinţelor comenzii respective.

(Din „Bull. A.S.E." nr. 5, 1956; J. Gilbert)

C. P.

Electrochimie

PROCESE ELECTROLITICE IN TRATAREA SUPRAFEŢELOR METALELOR

621.357.8

Se expune utilizarea electrolizei pentru curăţirea suprafeţelor metalelor, pentru mărirea rezistenţei aluminului şi aliajelor sale faţă de oxidare şi faţă de abrazivi. In comparaţie cu sistemul de tratare în băi, procesele electrolitice sînt mai rapide, mai eficace şi uşor controlabile. In curăţirea catodică materialul străin este descompus de către hidrogenul în stare născîndă care se dezvoltă pe suprafaţa obiectului, gazul însuşi fiind un puternic reductor.

Tratamentul anodic se utilizează în special pentru decapare şi pentru gravare, electrolitul fiind acid. Tratamentul combinat catodic-anodic prezintă o serie de avantaje care au dus la o largă răspîndire, în special la pregătirea metalelor în vederea acoperirii cu pelicule metalice.

Sînt prezentate consideraţii teoretice şi practice asupra oxidării anodice a aluminiului cu referire specială la utilizarea acestui sistem în vederea reproducerii fotografice pe suprafeţe metalice. Prin depunere anodică se obţin pelicule de aluminiu tari şi rezistente.

Se expun principiile polizării electrolitice şi practica industrială a polizării electrolitice a fierului, nichelului, cuprului şi aluminiului. Se face o comparaţie între polizarea electrolitică şi polizarea mecanică, scoţînd în evidenţă avantajele economice ale procesului electrolitic.

Se indică reţetele electroliţilor pentru fiecare din operaţiile descrise.

(Din „**Proceedings of the Institution of Electrical Engineering**" part. A, nr. 5, octombrie, 1955; J. W. Cuthbertson).

I. C.

Iluminat

ILUMINATUL ELECTRIC AL MATERIALULUI RULANT C. F. F.

628.972 :625.2(494

După ce face o scurtă descriere a dezvoltării în ultimii 50 de ani a iluminatului electric al materialului rulant C.F.F., autorul tratează diversele elemente utilizate în prezent în acest scop în Elveţia. Astfel se descrie, pe scurt, dinamul de iluminat, care este o maşină cu excitaţie derivaţie cu patru poli, fără poli auxiliari, 36 V, fabricat în două mărimi: una de 55 A şi alta de 105 A; apoi, se arată diversele moduri în care acesta este fixat pe vehicul şi este antrenat.

Se indică apoi schema de principiu a iluminatului unui vagon de serviciu internaţional, schema din care rezultă că bateriile de acumulatori care sînt încărcate de dinamul de iluminat, servesc pe lîngă iluminat şi pentru alimentarea ventilatorului de încălzire a aparatelor de încălzire şi a electrovalvelor frînei rapide.

După cîteva detalii asupra bateriilor de acumulatori se trece la descrierea regulatorului de iluminat, ca organul cel mai important al instalaţiei de iluminat, regulator ce reglează automat curentul şi tensiunea de încărcare a bateriilor.

In încheiere se fac cîteva consideraţii asupra iluminatului prin fluorescenţă şi se arată că acest fel de iluminat este pînă în prezent oarecum oneros, întrucît lămpile trebuie alimentate în curent alternativ 3 x 250 V, 150 Hz şi, deci, curentul continuu al bateriei trebuie să fie transformat în curent alternativ.

Cercetările pentru mărirea capacităţii bateriilor şi îmbunătăţirea caracteristicii de sarcină a regulatorilor continuă.

(Din „**Bull. A.S.E.**" nr. 3, 1956; P. Diefenhardt)

C. P.

Electronică

TRAIECTORIILE ELECTRONULUI IN DIODELE COAXIALE

621.385.2.029.6 :539.533.3

Autorul analizează fizic, fenomenul trecerii electronilor între electrozii coaxiali ai unei diode cilindrice între care există un cîmp continuu şi unul de radio frecvenţă.

La frecvenţa de 3 Mhz la care se lucrează, timpul de tranzit al electronului este de ordinul a cîtorva cicluri de radio frecvenţă şi, deci, nu poate fi neglijat. Autorul determină şi reprezintă grafic traiectoriile electronilor între catodă şi anodă pentru diferite unghiuri de fază (faza tensiunii în momentul emiterii electronului), precum şi pentru diferite valori ale tensiunii aplicate. Cercetările experimentale indică că aproximativ jumătate din puterea de radio frecvenţă ce trece prin diodă, se consumă în încălzirea catodului prin bombardarea cu electronii ce se întorc.

(Din „**Wireless Engineer**", ianuarie, 1956; R. Dehn)

M.B.

DESPRE UTILIZAREA TUBURILOR CU GAZ CU COMANDA COMPLETA PE GRILA

621.314.652

Tuburi cu gaz cu catodă caldă la care descărcarea la tensiunea anodică aplicată de la electrodul de comandă nu se declanşează ci se poate stinge, există de mult. Deja trei tipuri ale firmei Philips au avut posibilitatea aceasta. Şi în R.D.G. există de mai mult timp modele a unor astfel de tuburi, în execuţie miniatură şi sub denumirea E. C. 960. Nu de mult s-a comunicat în Proc. I.R.E. despre o nouă dezvoltare a unui tub de acest gen: tacitronul. Prin construcţie, modul de umplere cu gaz şi presiunea gazului, tubul E C 960 şi tacitronul sînt foarte convenabile pentru comanda completă pe grilă. Electrodul de comandă la primul tip este constituit dintr-un grătar foarte dens, înconjurînd catoda; acesta la rîndul lui este înconjurat de anoda.

In cazul tacitronului anoda şi catoda se află în două spaţii diferite, separate printr-un electrod de comandă cu o deschidere centrală mică — mai mică decît parcursul liber mijlociu al ionilor şi electronilor — avînd efectul unei grile. Descărcarea are loc numai în spaţiul grilă-anodă, iar în spaţiul grilă-catodă există numai un nor de electroni, care provine de la catodă.

Energia cinetică a electronilor nu este suficientă pentru ionizare. Trecerea electronilor în spaţiul grilă anodă se reglează prin potenţialul grilei; prin aceasta descărcarea se poate porni sau opri.

După lămurirea principiului se dau unele scheme, constituind exemple care demonstrează că efectul comenzii complete a acestor tuburi a simplificat extrem de mult unele scheme electronice.

(Din „**Nachrichtentechnik**" nr. 9, 1955, Rumpf).

S. H

SENSIBILITATEA APRINDERII ŞI TIMPUL DE INTIRZIERE A APRINDERII LA TRIODE ŞI TETRODE CU GAZ

621.385.2.3.016.35

Triodele şi tetrodele cu gaz pentru care s-a înrădăcinat denumirea de tiratron, se aprind de multe ori prin aplicarea unor impulsuri de scurtă durată la grila de comandă. Alegerea tubului este determinată de sensibilitatea aprinderii şi de timpul de întîrziere a aprinderii.

In prima parte a lucrării se deduce o relaţie care determină dependenţa timpului de întîrziere a aprinderii la triode şi

tetrode cu gaz de condiţiile de funcţionare interioare şi exterioare. Relaţia se verifică experimental. Apariţa unui timp maxim de întîrziere se explică prin aceea că trebuie să să se asigure într-un interval de timp mai scurt decît timpul de trecere a ionilor de la anoda la catoda un flux suficient de ioni în spaţiul grilă anodă.

In partea a doua se cercetează sensibilitatea aprinderii — care se poate defini doar pentru aprinderea triodelor şi tetrodelor cu gaz cu impulsuri de scurtă durată — funcţie de condiţiile interne şi externe ale tubului. Rezultă ca o concluzie pentru dezvoltarea ulterioară a acestor tuburi, că pentru obţinerea unei sensibilităţi mari se pot folosi numai tuburi cu pătrundere mare în vid şi cu un gaz avînd o secţiune de ionizare mare, la presiuni nu prea mici şi viteze mari ale ionilor.

(Din „**Zeitschrift für angewandte Physik**" vol, VII, nr. 12/1955. E. Knopp).

S. H.

TRANSDUCER

621.385.2.: 531.7

O îmbogăţire preţioasă a aplicaţiilor electronice oferă un nou tub cu descărcări în gaze, denumit transducer, fiind rezultatul unor cercetări îndelungate în laboratoarele firmei Decker — Corporation din Philadelphia. Este vorba de un

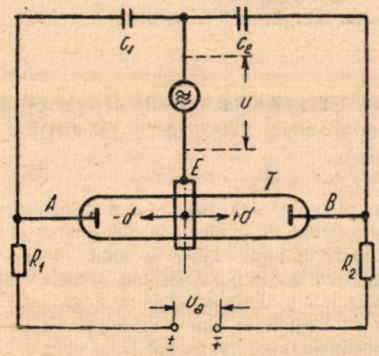


Fig. 1

tub cu gaz (T) cu o presiune relativ mică, conţinînd do electrozi (A, B). O tensiune de înaltă frecvenţă este conectată pe de o parte de un electrod inelar (E), pe de altă parte prin capacităţile C_1 şi C_2 simetrice la cei doi electrozi (A,B). La cea mai mică deplasare a inelului din poziţia de mijloc se observă un fenomen interesant : datorită sarcinii spaţiale apare o tensiune continuă între electrozii A şi B, a cărei polaritate depinde de sensul deplasării electrodului inelar. Deoarece afară de aceasta apare o relaţie liniară între deplasarea (d) şi tensiunea (u_a), acest fenomen are interes mai ales în tehnica

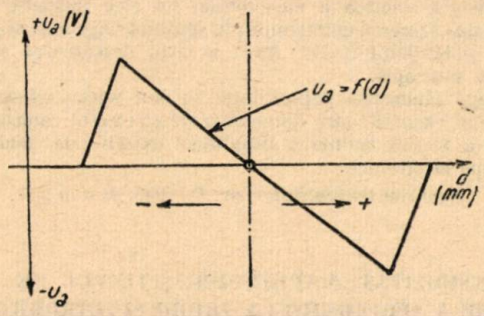


Fig. 2

măsurărilor. Astfel la măsurarea vibraţiilor chiar cu schema cea mai simplă se obţine o sensibilitate de 5 V/mm.

Se dă schema de principiu cu ajutorul căreia se obţine o sensibilitate în jurul a 100 V/pF, dezacord.

Dimensiunile acestui tub sînt foarte reduse (diametrul 6 mm, lungime 20 mm). Frecvenţa de excitaţie optimă este de 200—1 000 kHz, ea nu este critică. De aceea nu este nevoie de o stabilizare a frecvenţei. Avantajul transducerului constă nu numai în dimensiunile sale reduse ci şi în aceea că aparatajul auxiliar fiind foarte modest se pot construi aparate de măsură de dimensiuni foarte convenabile : pentru măsurarea presiunii, a umidităţii, pentru controlul nivelului lichidelor, termometre, seismografe, micrometre şi multe altele. Se dă ca exemplu schema de principiu a unui aparat de mare precizie pentru măsurarea presiunilor.

(Din „**Funk—Technik**" nr. 7, 1955 R. Hübner).

S.H.

SURSE DE PUTERE CU TRANZISTORI

621.314.7 : 621.314.5

O dată cu introducerea tranzistorilor, s-a constatat că ei pot fi folosiţi cu succes în convertorii de joasă tensiune.

La nivelele de puteri mici (sub 1 watt) nu este economic să se folosească vibratori, tuburi cu catoda rece sau tiratroane atît din cauza puterii mari pe care o cer pentru funcţionare cît şi din cauza randamentului nesatisfăcător pe care-l au.

In articol se studiază circuitele şi condiţiile optime de lucru pentru obţinerea, cu ajutorul tranzistorilor a tensiu-

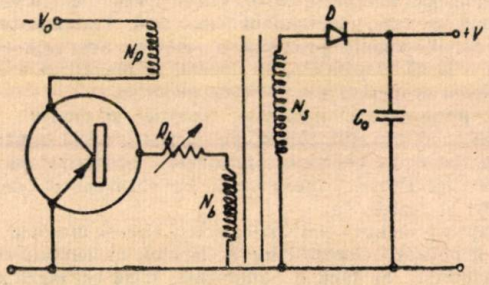


Fig 1

nilor înalte (sute de volţi) şi a tensiunilor foarte înalte (peste 1 000 V).

Circuitul de bază studiat este arătat în fig. 1.

Se studiază, de asemenea, circuitele de multiplicare a tensiunii, cu ajutorul tranzistorilor cît şi circuitele de stabilizare a tensiunii continue obţinute.

Se dau ca exemple surse de putere, cu tranzistori, avînd dimensiuni foarte mici, folosibile în receptoarele de radio sau în osciloscoapele catodice.

Se descrie, de asemenea, o sursă de putere cu tranzistori capabilă să furnizeze o tensiune de 10 kV cu un curent de 100 μA fiind alimentată de la o baterie de 12 V, avînd un randament de 55 %.

(Din „**Wireless World**" decembrie, 1955, H. Light).

M.Bi.

FORMAREA FASCICULULUI DE ELECTRONI IN TUNURILE DE ELECTRONI

621.385.032.25

Dispozitivele pentru microunde necesită tuburi în care se utilizează fascicule de electroni caracterizate printr-un diametru mic, densităţi mari de curent şi lungimi de asemenea mari. Dat fiind faptul că de pe o arie de catod dată se poate extrage numai un curent limitat, pentru astfel de tuburi este necesar a se concentra curentul de electroni emis de pe o arie mare. O metodă elegantă pentru a rezolva această problemă a fost propusă de J. R. Pierce în 1940 şi a condus la aşa numitul tun de electroni Pierce.

Studii recente au arătat efectul distribuţiei termice asupra dimensiunilor şi formei fasciculului produs de astfel de surse. Alte studii au determinat rolul critic al electrozilor de formare, în minimalizarea distorsiunilor datorate cîmpurilor

din regiunea în care în mod ideal s-ar întîlni catodul şi electrozii de formare.

Actualmente teoria lui Cutler şi Hines este extinsă spre a se putea analiza funcţionarea tunurilor de mare convergenţă. În aceste studii foarte recente, teoria lui Cutler şi Hines nu este aplicată cazurilor în care efectele vitezelor diferite cu care părăsesc electronii catodul sînt comparabile cu efectele datorate sarcinii spaţiale. Pe baza acestor studii s-au realizat nomograme care permit proiectarea fasciculelor de electroni.

Compararea teoriei cu practica a fost satisfăcătoare. Măsurarea densităţii de curent în mai multe planuri transverse s-a făcut cu ajutorul unui analizor de fascicul. În aceste studii experimentale s-au luat precauţii spre a se constata funcţionarea corectă a tunului. Astfel s-a măsurat cu grijă dimensiunile elementelor şi s-a determinat cu precizie poziţia electrozilor. S-a verificat de asemenea că în centrul fasciculului distribuţia vitezelor transversale este continuă şi în general de formă gaussiană. Aceasta indică o emisie uniformă a catodului. Efectul ionilor pozitivi s-a redus prin diverse tehnice.

(Din „**The Bell System Technical Journal**" vol. XXXV, nr. 2, martie, 1956, W. E. Danielson, J. L. Rosenfeld, J. A. Saloom).

E.N.

TEORIA NELINIARĂ A AMPLIFICATORULUI CU UNDE PROGRESIVE

621.385.029.64

În literatură se cunosc teorii simplificate ale tubului cu unde progresive. Aceste teorii nu ţin însă în general seama de neliniarităţile fenomenelor. O teorie exactă trebuie să ţină seama atît de prezenţa circuitului, cît şi de sarcina spaţială care apare în tub. O astfel de teorie este însă mai greu de mînuit deoarece conduce la ecuaţii cu derivate parţiale neliniare.

Un astfel de studiu s-a putut totuşi face cu ajutorul maşinilor de calcul, programate în mod corespunzător.

Cu datele noi calculate se dispune de o teorie care extinde studiile anterioare ale lui Nordsieck şi modelul micului *C* al lui Tien, Walker şi Wolontis. Se ţine seama anume de repulsia dintre electronii din flux şi de cuplajul finit dintre fluxul de electroni şi circuit. Studiile actuale diferă totuşi de cele ale lui Poulter şi Rowe prin modul în care se ţine seama de sarcina spaţială şi de unda inversă, regresivă.

Principalele ipoteze care s-au făcut în actualul studiu sînt următoarele: 1) problema este considerată unidimensional, în sensul că se interzice mişcarea transversală a electronilor, iar curentul, viteza şi cîmpul se consideră ca funcţii numai de timp şi de distanţa măsurată de-a lungul tubului; 2) numai componenta fundamentală a curentului excită unde în circuit; 3) cîmpul sarcinii spaţiale este calculat dintr-un model în care elicea este înlocuită printr-un cilindru conductor, iar electronii se consideră ca formînd discuri uniform încărcate; discurile se consideră a fi infinit de subţiri, concentrice cu elicea şi avînd o rază egală cu cea a fluxului; 4) circuitul este considerat a fi fără pierderi.

Mişcarea discurilor se face cu ajutorul ecuaţiilor lui Newton, iar mişcarea electronilor excită, la rîndul ei, unde în circuit, conform cu modelul lui Brillouin, sau cu circuitul echivalent al lui Pierce.

(Din „**The Bell System Technical Journal** vol. XXXV, nr. 2, martie, 1956).

E.N.

UN ATENUATOR CU CONTROL DE TENSIUNE

621.372.56 :621.316.722

Se foloseşte caracteristica neliniară curent-tensiune a unei diode cu germaniu. Montajul este arătat în fig. 1.

Pe caracteristică se vede că pentru diferite valori ale tensiunii continue de negativare *V*, punctul de funcţionare trece din *A* în *B* şi în *C*, ceea ce determină diferiţi curenţi prin rezistenţa R_1 şi deci diferite tensiuni de ieşire V_2 pentru o tensiune V_1 alternativă aplicată la intrare.

Articolul descrie diferite montaje posibile, precum şi

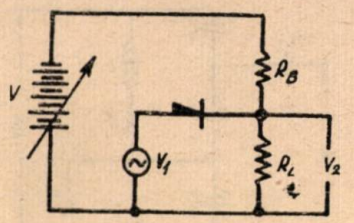


Fig. 1

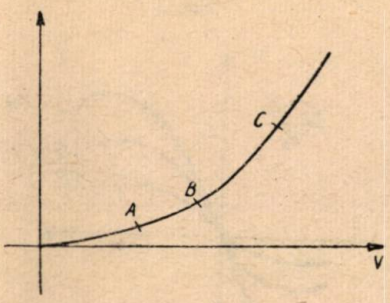


Fig. 2

utilizarea mai multor diode în serie, pentru îmbunătăţirea calităţii funcţionării.

(Din „**Electronic Engineering**" octombrie, 1955, Ettinger)

M.B.

Automatica

O METODĂ SIMPLĂ PENTRU CALCULAREA RĂSPUNSULUI IN TIMP A UNUI SISTEM, LA UN IMPULS OARECARE

621.372.012

In literatură se cunosc o serie de metode pentru calcularea răspunsului în timp a unui sistem liniar. Dar această metodă nu analizează cauzele care fac ca sistemul să răspundă într-un anumit fel sau cum trebuie modificată funcţia de transfer a sistemului, pentru a îmbunătăţi răspunsul lui.

Articolul arată cum se poate descompune un semnal de intrare oarecare într-o parte de regim permanent şi într-o parte tranzitorie. Astfel încît să se găsească un mijloc simplu pentru a calcula răspunsul unui sistem la un impuls oarecare.

Articolul indică de asemenea o metodă pentru evaluarea preciziei cu care este calculat răspunsul sistemului, precum şi modul în care această metodă poate fi întrebuinţată, la fel de simplu, în proiectarea sistemelor de control cu reacţie.

(Din „**Tr. A.I.E.E.**" vol. 74, part. II, 1955, G. A. Biernson)

M. Bi.

Electrocomunicaţii

ANALIZA UNUI CIRCUIT DISCRIMINATOR

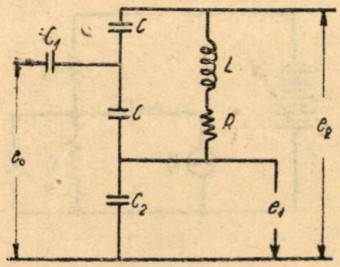
621.376.332

Autorul prezintă un nou circuit discriminator, ce nu se bazează pe cuplajul a două circuite acordate. El se prezintă ca în fig. 1.

Aplicînd acestui circuit tensiunea e_0, tensiunile e_1 şi e_2 ce rezultă la ieşire, se aplică la două diode de detecţie: diferenţa $e_2 - e_1$ multiplicată printr-un factor ce reprezintă eficienţa diodei, formează ieşirea discriminatorului. Alura ei este dată în fig. 2, în funcţie de frecvenţă, pentru diferiţi

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{2}{\omega_0 RC}.$$

Expresiile matematice ale lui e_1 și e_2 în funcție de e_0 precum și relațiile dintre tensiuni și deviațiile de frecvență, se găsesc în cuprinsul articolului. Se află de asemenea date practice



Fig, 1

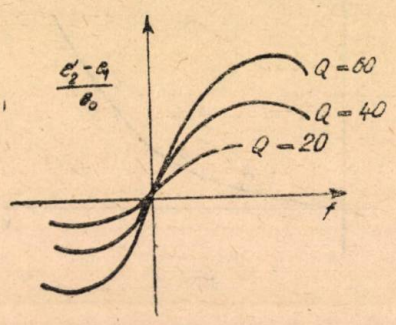


Fig. 2

pentru realizarea sa. Este un circuit simplu, indicat mai ales în sistemele de control automat al frecvenței, unde nu se cere o liniaritate riguroasă pe o bandă mare de frecvență.

(Din „**Wireless Engineer**" aprilie, 1955)

M.B.

UN FILTRU *R C* DE REACȚIE CU UN *Q* FOARTE MARE

621.372.52

Este descris un filtru *R C* întrebuințat în domeniul frecvențelor foarte joase (zeci și sute de cicli pe secundă) și care întrebuințează principiul binecunoscut al conectării unui filtru de rejecție, în dublu T, în circuitul de reacție negativă al unui amplificator.

In articol se descrie atît modul de funcționare al schemei propuse cît și relațiile ce trebuie să existe între parametrii schemei pentru a obține performanțele impuse.

Construindu-se, după indicațiile care se dau, un filtru cu frecvența de centru 175 Hz, s-a obținut un factor de calitate $Q = 1\,000$, stabil cu aproximație de 2 % pentru o perioadă de o oră și o valoare $Q = 500$ cu o stabilitate mai bună de 2 %, pentru o perioadă de timp practic infinită.

(Din „**Electronic Engineering**", oct. 1955. M. J. Tucker și L. Draper).

M. Bi.

APARATUL VOBLER — OGLINDĂ

621.376.3

Întreținerea și reglarea aparatelor de televiziune necesită aparate de laborator adecvate. Printre acestea, aparatele specifice sînt: voblerul, oglinda electronică, osciloscraful de bandă largă. În articolul respectiv este descris amănunțit un aparat care reunește primele două din cele mai sus menționate.

În descrierea aparatului este dată schema și descrierea generatorului de înaltă frecvență, precum și schema ansamblului de convertire.

Sînt date, de asemenea, schemele sincronizării imaginii, schema alimentării, precum și a capului de probă. După ce se arată funcționarea fiecărei părți a ansamblului se trece la construcția mecanică și montarea aparatului. O mare parte a articolului este consacrată punerii la punct a aparatului.

Pentru completarea materialului indicăm numerele 127 și 128/1956 ale aceleeași reviste, unde se găsesc alte două articole tratînd, primul, numai despre realizarea unui vobler iar al doilea numai despre construcția unei oglinzi electronice.

(Din „**La télévision praetique**" nr. 132—133/1956, M. R. Saumont).

A.An.

Electroacustică

UN CUADRIPOL UNIVERSAL PENTRU REGLAJUL SUNETULUI

621.395.664/667

Amplificatorii electroacustici pentru reproducerea cu calități înalte trebuie să permită în vederea utilizării universale un reglaj separat al frecvențelor joase și înalte. Această cerință se poate satisface pe mai multe căi. De obicei reglajul frecvențelor joase și a celor înalte se face separat în puncte diferite ale schemei. Există însă posibilitatea de a introduce tot reglajul sunetului într-un cuadripol, care se poate introduce între două etaje de amplificare.

Cuadripolul care se tratează în acest articol a fost propus în principiu de autor. Se deduce o metodă de calcul simplă, dar suficient de precisă. Diferențele între frecvențele limită determinate experimental și a celor propuse inițial cît și influența reciprocă între reglajul frecvențelor joase și înalte în gama frecvențelor mijlocii este mică și nu este supărătoare.

(Din „**Nachrichtentechnik**" caiet nr. 11, 1955, Hermicke).

S. H.

DIFUZORUL ELECTROSTATIC

621.395.623.743

Articolul dă o soluție pentru înlăturarea principalului neajuns al difuzorului electrostatic, relația neliniară (pătratică) dintre tensiunea aplicată și forța ce se dezvoltă între membranele difuzorului, neajuns care a condiționat întrebuințarea acestui tip de difuzor. Această soluție se referă la

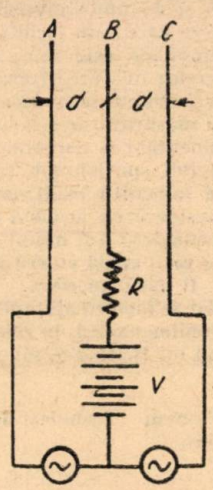


Fig. 1

sistemul push-pull al difuzorului electrostatic (două membrane fixe și una mijlocie mobilă), la care s-a adăugat o rezistență de valoare mare. Această rezistență *R*, împreună cu capacitatea *C* dintre cele trei membrane determină o constantă de timp suficient de mare față de cea mai joasă frecvență acustică pentru ca să putem considera că membranele sînt încărcate tot timpul cu o sarcină constantă.

În felul acesta, relaţia dintre forţă şi tensiune se liniarizează: $F = \frac{1}{2} Q \frac{V}{d}$ (înainte $Q = CV$ era variabil şi $F = \frac{1}{2} \frac{CV^2}{d}$)

Articolul trece în revistă posibilităţile acestui sistem. (Din „**Wireless Engineer**" mai, 1955)

M. B

Instrumente de măsură

INSTRUMENT CU CITIRE DIRECTA PENTRU CITIREA DEPLASARILOR MICI

531.71

Un traductor capacitiv diferenţial legat într-o punte capacitivă este folosit într-un aparat pentru măsura magnetostricţiunii la micile cristale de nichel. Puntea este alimentată de la un oscilator cu ieşire simetrică de frecvenţă 10 kHz (fig. 1).

Pentru stabilirea defazajului corect la ambele extremităţi ale punţii s-au prevăzut cele două rezistenţe de 2 kΩ. Ieşirea punţii dă tensiunea de dezechilibru care după ce trece printr-un amplificator şi un redresor sensibil la fază determină indicaţia instrumentului. Amplificatorul are posibilitatea de a i se regla amplificarea pentru a obţine sensibilitatea dorită.

Sistemul introduce o eroare sistematică deoarece pentru deplasarea plăcii centrale a traductorului este necesară o

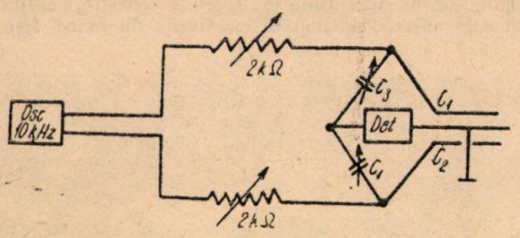


Fig. 1

forţă de 2,6 10^6 dyne pe centimetru de deplasare. Ea însă nu influenţează calibrarea instrumentului.

Alimentarea oscilatorului şi amplificatorului se face de la o sursă stabilizată.

Aparatul permite identificarea unei deplasări maxime de 85.10^{-6} cm cu o precizie de 1 %.

(Din „**Journal of Scientific Instruments**", decembrie, 1954, W. D. Corner şi G. H. Hunt)

E. T

CRONICA

Expoziţia „Industria de mecanică fină de instrumente medicale şi aparate electrice din R. P. Ungară"

Intreprinderi de comerţ exterior din R. P. Ungară, au organizat în capitală o expoziţie în cadrul căreia au fost prezentate o serie de produse ale industriei de specialitate din ţara prietenă. Printre obiectele expuse de întreprinderile „Electroimpex", „Metrimpex" şi „Transelektro", un loc

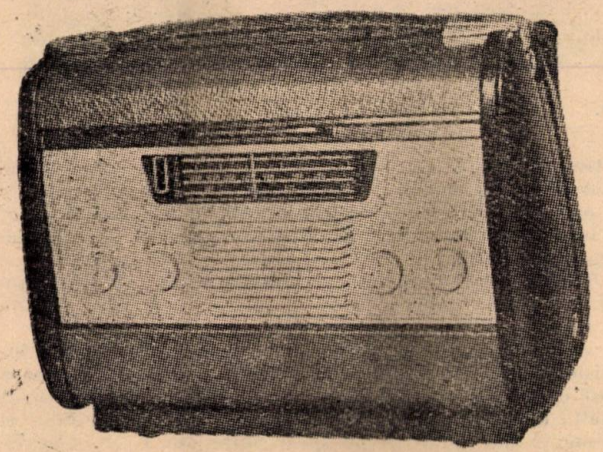


Fig. 1

important a fost ocupat de aparatele, instrumentele şi instalaţiile electrotehnice, electronice şi electroacustice care au atras în mod deosebit atenţia atît a marelui public, cît şi a specialiştilor.

Incă de la intrare, după un stand în care au fost expuse aparatele portabile sonore de proiecţie cinematografică Terta Sound pentru film de 16 mm, atenţia vizitatorilor a fost atrasă de standul aparatelor de radio recepţie. Caracteristic tuturor aparatelor prezentate — fie că este vorba de aparatele de tip popular, fie de cele de clasă mare — este schimbătorul de unde acţionat cu claviatură. In plus, unele modele sînt prevăzute cu extensie de bandă, cu antene de ferită cu benzi pentru recepţia undelor modulate în frecvenţă şi cu antene dipol, iar aparatele de clasă mare au cîte două difuzoare. Inafară de aparatele alimentate din reţea au fost prezentate şi aparate pentru alimentarea din baterii, printre care s-a remarcat modelul portabil ORION AB 701, cu patru lungimi de undă. Acesta este prevăzut şi cu un adaptor astfel încît poate fi racordat şi la reţelele de curent alternativ

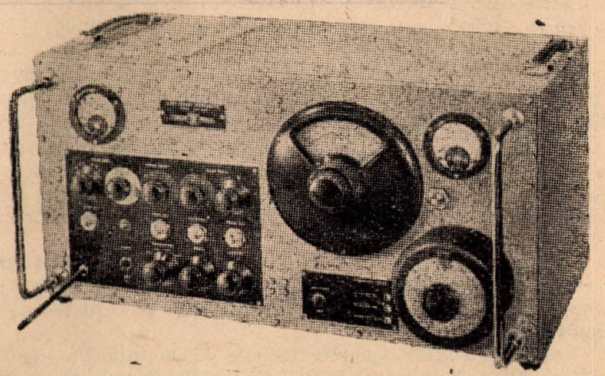


Fig. 2

Alături de acestea au fost expuse un magnetofon, aparatul de televiziune ORION AT 501 cu tub de 43 cm, o instalaţie portabilă de studio — care conţine într-o singură unitate toate aparatele şi dispozitivele necesare regiei şi controlului (inclusiv pick-up dublu) şi care poate fi folosită şi pentru scopuri de radioficare, precum şi difuzoare, coloane sonore etc. In continuare, un stand special a fost rezervat tuburilor electronice de diferite tipuri, condensatorilor şi unor motoare electrice mici destinate, în special, pentru aparatele de laborator, serviciile auxiliare ale maşinilor unelte sau pentru aparatele de uz casnic, precum şi servomotoare şi elemente pentru control automat.

Prin diversitatea şi numărul mare de exponate, standul de instrumente electronice de măsură a prezentat un interes deosebit pentru specialişti. Printre acestea au putut fi văzute voltmetrul electronic universal pentru laborator şi atelier cu şase game de măsură pînă la 1 000 V curent continuu şi curent alternativ: voltmetrul electronic de înaltă frecvenţă (20 kHz — 150 MHz) pentru tensiuni pînă la 300 V; frecvenţmetrul electronic cu 7 game de măsură de la 20 Hz pînă la 100 kHz: megohmetrul electronic cu 5 game de măsură pînă la 100 000 M Ω; generatoarele de impulsuri; osciloscopul catodic industrial; oscilo-sincronoscopul cu două fascicule pentru audio şi radio frecvenţă, ferometrul catodic cu două fascicule etc.

Pentru radio amatori sau micile laboratoare, fabrica ORION construieşte aparatele electronice „Servotest" din seria cărora au fost expuse voltmetrul electronic şi oscilatorul de audio-frecvenţă.

Printre celelalte exponate trebuie să menţionăm numeroasele aparate destinate industriei textile, dintre care unele electrice sau electronice, aparatele şi instrumentele medicale şi chirurgicale, aparatele Röntgen, aparatele geodezice, aparatele şi utilajele pentru laboratoare, instrumentele pentru măsuri nucleare, aparatele casnice speciale — dintre care s-a remarcat aparatul „Expresso" de 50 litri pentru cafea neagră etc.

In general, în cadrul expoziţiei au fost prezentate produse noi ale industriei din R. P. Ungară, care nu au fost încă expuse în ţara noastră. Comparînd exponatele de anul acesta cu cele pe care am avut ocazia să le vedem în cadrul expoziţiei similare de anul trecut, se poate aprecia progresul remarcabil înregistrat de industria ungară. Acest progres poate fi observat atît în ceea ce priveşte modernizarea aparatelor şi instrumentelor, cît şi în mărirea considerabilă a sortimentelor şi tipurilor.

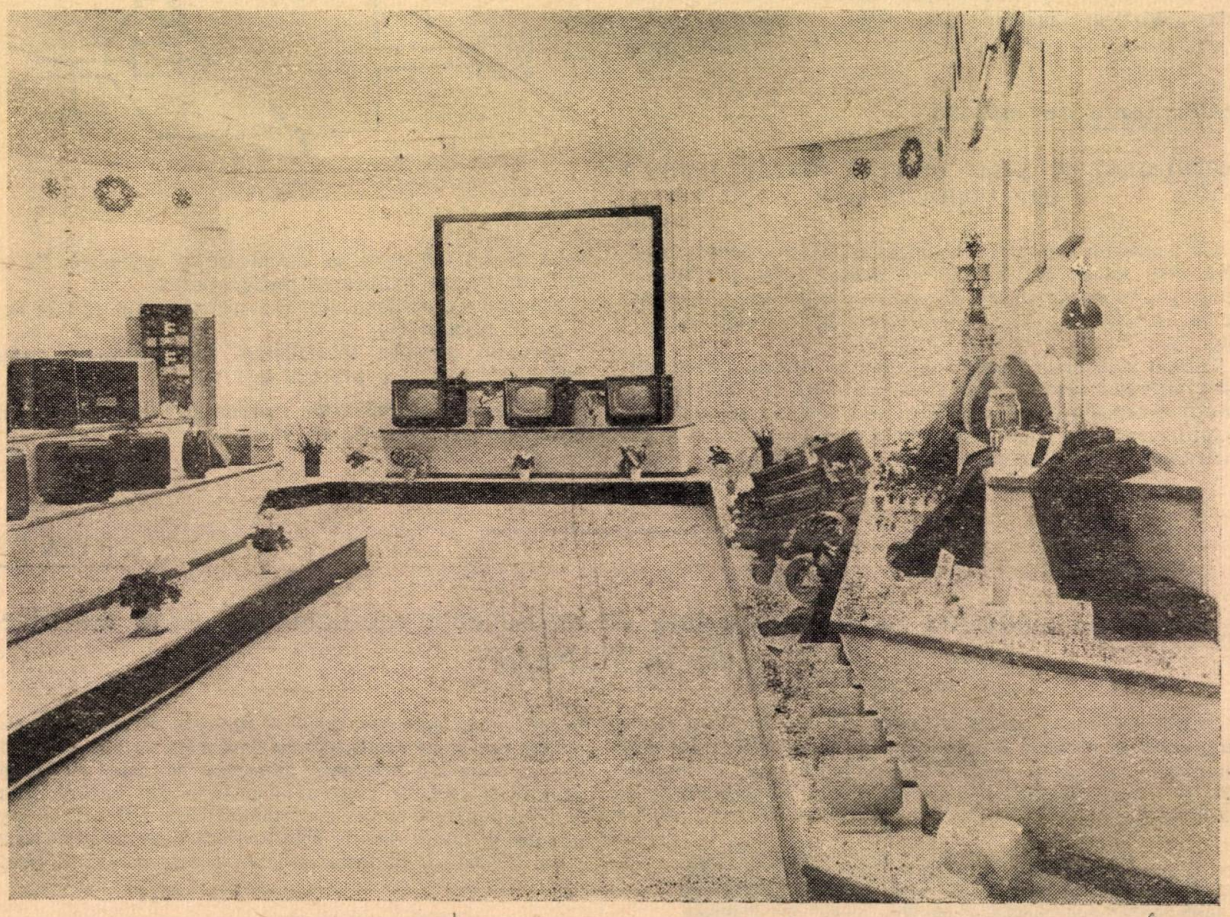


Fig. 3

Totodată trebuie notată şi îmbunătăţirea calităţii unora dintre piesele componente şi aparatele prezentate, precum şi finisarea şi aspectul lor exterior deosebit de îngrijit.

In rezumat, expoziţia industriei de mecanică fină şi instrumente medicale din R. P. Ungară — al cărui succes a fost oglindit de numărul mare de vizitatori — a demonstrat înalta tehnicitate şi marile posibilităţi de dezvoltare în acest domeniu ale industriei de specialitate din R. P. Ungară.

Astfel de expoziţii sînt foarte apreciate, atît de marele public, cît şi de muncitori, tehnicieni şi ingineri.

Ing. N. Kantar

„REVISTA ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice şi al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. • Redacţia: Bucureşti str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon: 3.57.28 şi 3.07.30. Administraţia şi Casieria Calea Victoriei nr. 118. Raion I. V. Stalin. • Revista este editată de „ASIT" • Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale, de la oraşe şi sate prin factorii poştali, la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *sediul redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3.*

Tarif pentru întreprinderi lei 96 anual; • Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri lei 30 anual; • Preţul unui exemplar 5 lei.

Könyvtár TULAJDONA

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăsescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Androneseu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Răduleț,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**

LEI 5

E 2040
d

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de documentare tehnică
BUCUREŞTI
O.S.M.L.H. - CSURE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

MOLDOVA

12

ANUL IV 1956

SUMAR

Pag.

C. Mihăileanu: Lucrările celei de a 16-a sesiuni a Conferinţei internaţionale a Marilor Reţele Electrice (CIGRE) 533

V. I. Nitu: Aspecte ale problemelor întreruptorilor tensiunilor înalte şi a construcţiei liniilor eletrice, la cea de a 16-a sesiune a CIGRE-ului 540

A. C. Nicolaide: Maşini asincrone cu circuitul secundar nesimetric 545

G. Ionescu: Studiul comparativ al metodelor de calcul ale cîmpului electromagnetic în unde metrice, cu aplicaţie la 100 MHz 551

DOCUMENTARE 564

CRONICA 572

BIBLIOGRAFIE 578

TABLA DE MATERII PE ANUL 1956 . . . 579

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

К. Михэиляну: Работы 16-ой сесии международной конференции по вопросам больших электрических сетей (CIGRE) . . . 533

В. И. Ниту: Некоторые вопросы выключателей, высоких напряжений и конструкций электрических линий на 16-ом совещании CIGRE 540

А. К. Николаиде: Асинхронные машины с несимметричным вторичным контуром . . 545

Г. Ионеску: Изучение с помощи сравнивания методов расчета электромагнитного поля с применением на 100 мгц 551

ДОКУМЕНТАЦИЯ 564

ХРОНИКА 572

БИБЛИОГРАФИЯ 578

ОГЛАВЛЕНИЕ НА 1956 г. 579

SOMMAIRE

Page

C. Mihăileanu: Les travaux de la XVI-e session de la Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques (CIGRE) 533

V. I. Nitu: Aspects des problèmes des interrupteurs à hautes tensions et de la construction des des lignes électriques, à la XVI-e session de la CIGRE. 540

A. C. Nicolaide: Machines asynchrones à circuit secon daire non symétrique 545

G. Ionescu: L'étude comparative des méthodes de calcul du champ électromagnétique dans les ondes métriques avec application à 100 MHz 551

DOCUMENTATION 564

CHRONIQUE 572

BIBLIOGRAPHIE 578

TABÈLE DE MATIÈRES POUR L'ANNÉE 1956 579

INHALT

Seite

C. Mihăileanu: Die Arbeiten der 16-ten Tagung der internationalen Konferenz für Hochspannungsnetze (CIGRE) 533

V. I. Nitu: Die Probleme der Schalter, Hochspannungsanlagen und der konstruktion von Hochspannungsnetzen, auf der 16-ten Tagung des CIGRE. 540

A. C. Nicolaide: Asynchronmaschinen mit unsymetrischem Sekundärkreis 545

G. Ionescu: Das komparative Studium der Berechnungsmethoden des elektromagnetischen Feldds, mit anwendung auf 100 MHz . . . 551

DOKUMENTIERUNG 564

CHRONIK 572

BUCHBESPRECHUNG 578

INHALTSVERZEICHNIS FÜR DEN JAHRGANG 1056. 579

ANUL IV
1956

ELECTROTEHNICA

Nr. 12
DECEMBRIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Könyvtár
TULAJDONA

Lucrările celei de a 16-a sesiuni a Conferinței Internaționale a Marilor Rețele Electrice (CIGRE)

Conf. ing. C. MIHAILEANU

621.311.1.027.3 : 061.3 (100) CIGRE

Într-un număr anterior al revistei (nr. 8, pag. 384) s-a arătat că între 30 mai și 9 iunie 1956 a avut loc la Paris a 16-a sesiune a Conferinței Internaționale a Marilor Rețele Electrice, la care a participat și o delegație română.

Se face o trecere în revistă a rapoartelor prezentate în cadrul celei de a 16—a sesiuni a CIGRE-ului, cît și a discuțiilor purtate în cadrul grupelor: generatori, transformatori, întreruptori, cabluri de înaltă tensiune, izolatori.

Rapoartele prezentate la sesiune au fost împărțite în patru secții:

Secția 1-a: Producerea, transformarea și întreruperea curentului, împărțită în trei grupe:
— alternatori (grupa 11)
— transformatori (grupa 12)
— întreruptori (grupa 13).

Secția 2-a: Construcția, izolația și întreținerea liniilor aeriene și subterane, conținînd cinci grupe:
— cabluri de înaltă tensiune (grupa 21)
— stîlpi și fundații de stîlpi (grupa 22)
— linii aeriene și vibrații (grupele 23 și 24)
— izolatori (grupa 25).

Secția 3-a: Exploatarea, protecția și interconectarea sistemelor energetice, conținînd două grupe:
— protecție și relee (grupa 31)
— stabilitatea sistemelor, reglajul sarcinii și frecvenței (grupa 32).

Secția 4-a: Tensiuni foarte înalte, conținînd patru grupe:
— chestiuni generale; transportul energiei la tensiuni mai mari de 220 kV (grupele 40—42);
— transport în curent continuu la tensiuni foarte înalte (grupa 43).

Numărul de rapoarte prezentate și discutate la sesiunea a 16—a a fost de 118, repartizate după cum urmează:

— Secția 1-a	42
— Secția 2-a	31
— Secția 3-a	27
— Secția 4-a	18
Total	118

Grupele de rapoarte: 11 Generatori
12 Transformatori
13 Intreruptori
21 Cabluri de înaltă tensiune
25 Izolatori

sînt prezentate în coloanele revistei „Electrotehnica" iar grupele de rapoarte

22 Stîlpi și fundații
23—24 Linii aeriene
31 Protecție prin relee
32 Stabilitate și reglaj
40—42 Linii de foarte înaltă tensiune
43 Transport de energie în curent continuu de foarte înaltă tensiune,

sînt prezentate în coloanele revistei „Energetica",

Secția 1-a.

Producerea, transportul și întreruperea curentului electric.

Această secție de rapoarte a avut 3 grupe și anume:
Grupa 11 — Generatori*)
Grupa 12 — Transformatori*)
Grupa 13 — Intreruptori.

Grupa 11

Rapoartele prezentate în grupa 11 au fost:

101. E. B. Powel (Marea Britanie): Determinarea performanțelor turbogeneratorilor cu abur prin metode stroboscopice.

110. D. T. Bath (Canada): Calculator aritmetic electronic pentru măsurări de decelerație în încercările de autofrînare a generatorilor antrenați de turbine hidraulice.

113. J. Tomiyama, C. Uehesono, S.Hoki și C. Ikeda (Japonia): Controlul izolației înfășurărilor generatorilor

127. W.L. Ringland, I.A. Kilgore și G.E. Kilbourne (S.U.A): Progrese realizate în răcirea generatorilor.

129. E. N. Connon și S. J. Morley (Marea Britanie): Măsurarea creșterilor de temperatură la generatorii în funcțiune.

132. A. Mand, Dr. J. Urbanek și Dr. L. Heller (Ungaria): Incercări de îmbunătățire a răcirii turbogeneratorilor.

134. R. Gibrat și L. Kammerlocher (Franța): Generatorii uzinei maremotrice de la Rance.

137. J. Fabre, G. Lang, J. Laverlochere: G. Lerov, J. Narcy și G. Ruelle (Franța). Cercetări asupra izolației mașinilor sincrone de mare putere.

141. G. Belfils: Raport asupra lucrărilor Comitetului de studii pentru generatori.

Se remarcă drept caracteristice în construcția generatorilor următoarele fapte:

a) construcția și instalarea unor unități generatoare de puteri din ce în ce mai mari — aceasta din considerente de natură tehnologică și economică — tendința respectivă se manifestă atît în ceea ce privește construcția de turbogeneratori cît și în ceea ce privește construcția de hidrogeneratori meniți a echipa centralele hidroelectrice de cădere mare și mijlocie;

b) unitățile generatoare care urmează a se instala în centrale termoelectrice trebuie să satisfacă, în prezent,

*) Comentarea grupelor de rapoarte 11 și 12 Generator și transformatori este întocmită de conf. ing. C. Apetreli

condiții de exploatare cu mult mai complexe decît în trecut;

c) pentru realizarea unor unități cît mai economice în cazul amenajărilor complexe hidrotehnice cu rîuri sau fluvii cu pantă mică sau în cazul centralelor maremotrice, în general deci în cazul căderilor mici, se manifestă tendința realizării unor grupuri generatoare de putere mică.

Cele 9 referate prezentate la actuala sesiune se pot împărți în 4 grupe:

a) referate care privesc noutăți tehnice în realizarea generatorilor: (127), (132), (134);

b) referate care privesc izolația mașinilor mari: (113), (137);

c) referate care privesc anumite măsurători ale generatorilor în funcționare: (101), (110), (129);

d) referatul Comitetului de studii al generatorilor.

Pe scurt, conținutul referatelor prezentate este următorul:

1. Progrese relative la răcirea generatorilor realizate în Statele Unite (127). Se dau, pe scurt, considerentele care au stat la baza perfecționării metodelor de răcire a turbogeneratorilor:

— Necesitatea creșterii continue a puterilor unităților generatoare; limitarea acestei creșteri — diametrul rotorului și lungimea sa limitate de considerente de ordin mecanic — de metodele clasice de răcire a turbogeneratorilor — răcire cu hidrogen la joasă presiune — la circa 225 MVA la 3 600 rot/min.

— Modul principial cum se răcește mașina: agentul răcitor — de temperaturi relativ scăzute — nu vine în contact direct decît cu sistemul magnetic al mașinii, bobinajul mașinii nu este răcit direct din cauza izolației acesteia la masă.

Principiul noilor soluții constructive constă în asigurarea spălării directe a conductorilor de către agentul răcitor. Acesta — hidrogenul — urmează a se utiliza la presiune și viteze ridicate (de ordinul 1 at în raport cu presiunile utilizate inițial de ordinul a 0,03—0,04 ata).

Metoda respectivă aplicată la rotor, în urmă la stator și apoi combinat, permite majorarea puterii limită a rotorului de aproximativ două ori.

Răcirea rotorului poate fi realizată în una din următoarele variante:

— ventilație laterală;

— utilizarea conductorilor goi cu introducerea agentului răcitor prin extremitățile conductorilor:

— utilizarea conductorilor goi cu introducerea agentului răcitor din întrefier.

Răcirea statorului — bobinajului — poate fi realizată prin amenajarea unor tuburi metalice cu pereți subțiri sau prin construirea înfășurării din conductorii tubulari prin care circulă agentul răcitor — hidrogen, apă, ulei etc.

Răcirea prin lichid este mai eficientă putîndu-se merge la încărcări pentru stator de 4 ori mai mari.

In concluzie, se arată că mărirea mai departe a gabaritului mașinilor — mașini răcite cum s-a văzut — este limitată de micșorarea randamentului și alți factori, astfel că în prezent se întrevăd posibilități de a se construi mașini generatoare cu puteri limită de 400—500 MVA.

In general, prin mărirea încărcării mașinii (sarcină liniară nu și inducția) parametrii caracteristici ai mașinii se pot păstra de aproximativ același ordin de mărime ca și la acei ai mașinilor răcite după metode clasice.

Interesant de remarcat că problema construcției unităților mari la $f = 50$ Hz este mai puțin dificilă dat fiind turația relativ redusă față de unitățile cu $f = 60$ Hz.

2. Încercări de îmbunătățire a răcirii turbogeneratorilor (132). In raport se descrie aplicarea răcirii cu lichid pentru diferite tipuri de răcire a mașinilor generatoare; se arată modul cum se poate răci agentul răcitor cu ajutorul unui răcitor amplasat într-un punct convenabil al circuitului de răcire.

3. Generatorii uzinei maremotrice din Rance (134). In referat se dau rezultatele studiilor întreprinse asupra utilajului care urmează să fie instalat în uzina maremotrice din Rance.

Ca rezultat se propune soluția grupurilor tip bulbamont cu antrenare directă, generatorii avînd următoarele caracteristici principale:

$P = 9\,000$ kW; $\cos\varphi = 1$; $f = 50$ Hz; $U = 5\,650$ V; $n = 88{,}23$ rot/min.

In centrală ar urma să se instaleze 40 grupuri împărțite în 4 ansamble care ar debita asupra rețelei de 225 kV prin cîte un transformator trifazat de 90 MVA.

Cele 4 ansamble ar urma să funcționeze în regimuri diferite — de turbină sau pompă funcție de ciclurile impuse de regimul de funcționare al centralei.

După trecerea în revistă a diferitelor soluții constructive studiate dar neadoptate — generator cu aer comprimat, generator de joasă frecvență, generator antrenat de multiplicator de viteză, generator cu indus și inductor rotativ, grup, bulb în ulei, grup bulb cu turbină cu două rotoare — se analizează anumite probleme de dimensionare ridicate de:

— generarea puterii reactive;

— modul de răcire — sistem de circuit închis și deschis —

și alte probleme cu aspect funcțional cum ar fi:

— demarajul în regim de turbină — cuplajul în asincron și în sincron;

— demarajul în regim de pompă — cu înălțime de refulare de 4—6 m și cu înălțime de refulare negativă.

In încheiere sînt indicate unele experiențe care urmează a se efectua înaintea aplicării soluțiilor promovate.

4. Controlul izolației înfășurărilor generatorilor (113). In referatul respectiv sînt trecute în revistă metodele de control ale dielectricului generatorilor și încercările generatorilor la tensiuni de impuls.

Astfel în cadrul primei probleme sînt trecute în revistă:

a. *Metode de încercare a generatorilor în curent continuu de înaltă tensiune.* In cadrul acestei metode se stabilesc cîțiva indici — indicele de polarizație, raportul de defect, coeficientul de temperaturi:

— pe baza cărora aplicînd bobinajului anumite tensiuni de curent continuu — ordinul 1,5—5 kV — se pot obține indicații asupra calității izolației mașinilor obținute: tensiunea aplicată, temperatura, gradul de umiditate al izolației etc.

Indicațiile obținute sînt valabile pe diferitele clase de izolații convenabile diferitor tensiuni de serviciu.

b. *Metode de măsură a unghiului de pierderi* δ. Se arată modul cum variază tg δ în funcție de tensiunea aplicată, de umiditate și temperatură; prin comparație a acestor variații cu variația tg δ la o izolație bună se pot trage anumite concluzii asupra stării izolației mașinii.

Se recomandă un aparat pentru măsurarea tg δ analog unui fazmetru.

c. *Metode bazate pe efectul Corona provocat de impulsuri.* Se dau unele indicații cu caracter indicativ asupra măsurii deteriorațiilor materialului izolant prin efectul Corona; observațiile au un caracter cu totul general.

d. *Rezistența izolației și încercarea izolației pentru întreținerea generatorilor.* Se recomandă ca tensiunea de încercare a izolației — timp de un minut — să nu depășească 65 % din tensiunea de încercare a unei izolații de referință, tensiune la care n-a intervenit clacajul materialului încercat.

In cadrul celei de a doua probleme se tratează:

a. *Tensiunea între spirele unui bobinaj.* Se arată modul cum variază tensiunea dintre spire funcție de frontul undei: în cazul unui front al undei superior la 5 μ s tensiunea între spire variază foarte puțin și este egală aproximativ cu 4 % din tensiunea de la bornele înfășurării.

b. *Tensiunea de clacaj a izolației dintre spire și izolației la pămînt obținute din încercările cu unde de impuls. Detectarea defectelor în înfășurarea unui generator.* In principiu se indică pentru detectarea defectelor următoarele metode:

— prin utilizarea unei tensiuni;

— prin utilizarea unui curent;

— prin utilizarea unei inductanțe.

Referatul este interesant și poate oferi unele indicații asupra modului cum ar urma să fie utilizate la noi în țară metodele de determinare a caracteristicilor izolației unei mașini electrice în industria construcțiilor de mașini și în exploatare.

5. Cercetări asupra izolației mașinilor sincrone de mare putere. In raport se trec în revistă metodele utilizate în prezent pentru stabilirea calității izolației înfășurării generatorilor; în acest sens se dau rezultate ale studiilor care apelează la:

— determinarea pierderilor în dielectric;

— determinarea condițiilor de ionizare a izolației în timpul funcționării generatorilor;

— încercări privind determinarea gradientului de temratură între Cu și suprafață exterioară a izolației răcite ;
— determinarea curenților de absorbție ;
— determinarea conductibilității în cazul tensiunii înalte de curent continuu.

Lucrarea cu caracter de sinteză se bazează pe un bogat material de cercetare experimentală utilizîndu-se aparataj de încercări variat și de înaltă precizie.

Sînt date ultimile realizări tehnico-științifice în domeniul cercetărilor calității izolației ; lucrarea interesantă nu reușește, deși își propune, să stabilească unele criterii unice comparative pentru determinarea stării izolației înfășurării generatorilor de curent alternativ.

Se pot întrevede lucrări în continuare în acest domeniu deși cercetările propuse necesită un aparataj special de ajuns de dificil de pus la punct.

Se poate recomanda pentru consultare, lucrarea oferind un material bogat din punct de vedere al concepției și rezultatelor experimentale.

6. **Studiul comportării turbogeneratorilor prin metode stroboscopice** (101). Referatul prezintă descrierea unui echipament stroboscopic pentru măsurarea unghiului intern al mașinilor sincrone ; se dau indicații asupra posibilităților de realizare a unei instalații care ar permite înregistrarea variației unghiului intern al mașinii.

Metoda se remarcă prin aceea că nu presupune vreun element al instalației legat de mașina sincronă asupra căreia se fac măsurătorile.

Indicațiile care le poate oferi măsurarea unghiului intern asupra funcționării mașinilor sincrone — stabilitate statică și dinamică — sînt cele cunoscute din literatură.

Ar fi interesantă realizarea unei asemenea instalații în țară.

7. **Calculator aritmetic electronic pentru măsurarea accelerației în încercările de autofrînare a generatorilor antrenați de turbina hidraulică.** Aparatul descris oferă posibilitatea determinării cu o mare precizie a numărului de ture ale generatorului și timpul la care se face marcajul turației — dînd posibilitatea ridicării curbei de frînare.

In acest fel se poate determina cu precizie pierderile din generatorii hidroelectrici.

Este indicat studiul posibilităților de realizare a unui asemenea aparat în cadrul M.E.E.I.E.

8. **Măsurarea ridicării temperaturii generatorilor în funcțiune** (129). In lucrare se ridică problema foarte interesantă a posibilității supraîncărcării generatorilor sincroni.

Aceasta în anumite condiții și pe baza următoarelor date ce urmează a fi determinate :
— diagrama sarcinii mașinii — determinarea punctelor de funcționare — putere activă, reactivă, tensiune ;
— temperatura înfășurării rotorice ;
— temperatura înfășurării statorice.

Pe baza celor de mai sus luînd drept referință datele de proiectare și presupunînd că mașina primară poate oferi o putere majorată față de cea nominală, generatorul sincron se poate supraîncărca fără a depăși temperaturile admisibile pentru înfășurări.

Se indică și aparatajul cu ajutorul căruia se pot face determinările mărimilor indicate mai sus.

Aparatajul este simplu și poate fi realizat la noi în țară metoda putîndu-se aplica dacă înfășurările statorului sînt prevăzute cu detectoare de temperatură.

9. **Cîteva măsurători ale excitației și caracteristicii deplasării unghiulare în funcție de sarcina generatorilor de mare putere.** Lucrarea este interesantă prin aceea că pe baza metodicii expuse se poate determina, relativ simplu, reactanța sincronă echivalentă a generatorilor sincroni care intervin în studiile de stabilitate statică ; ea poate fi aplicată, cu succes, atît la mașinile cu poli aparenți cît și la mașinile cu poli înecați.

Metoda se evidențiază prin :
— simplitatea (aparatajul de măsură se reduce la : aparate pentru măsurarea unghiului intern-stroboscopic sau cu generator sincron auxiliar — ampermetru, voltmetru, wattmetru și varmetru) :
— faptul că poate fi aplicată în condiții de exploatare cu mașinile sincrone în funcțiune.

Considerațiile asupra stabilității mașinilor sînt elementare dar interesante prin caracterul lor experimental.

Metoda amintită se poate aplica ușor în țară la noi și urmează a fi recomandată M.E.E.I.E. pentru a fi extinsă.

10. **Raportul comitetului de studii pentru generatori.** In raport sînt trecute în revistă problemele importante care au stat în atenția comitetului și cîteva indicații cu caracter orientativ asupra concluziilor și propunerilor comitetului ; se subliniază că aceste probleme rămîn deschise urmînd ca în viitor cercetările să contureze concluziile care pot fi trase.

Sînt puse în discuție următoarele probleme mari :

a. *Definiții relative la sistemele de excitație și calitățile necesare acestor sisteme.* In cadrul acestei probleme, după ce se precizează distincția dintre viteza de răspuns a excitatricei față de viteza de răspuns a sistemului de excitație, se dau condițiile de determinare experimentală a vitezei de răspuns relative, a excitatricei principale.

Se amintesc următoarele probleme care în prezent sînt încă în studiu :
— definiția unei încercări tip care să permită determinarea vitezei relative de răspuns a sistemului de excitație ;
— tensiunea de plafon a grupurilor excitatoare independente ;
— valoarea plafonului și vitezelor de răspuns ce urmează a fi adoptate — ținînd seamă de condițiile specifice de funcționare în diferite țări.

b. *Studii asupra încălzirii și controlului dielectricului în înfășurării.* Se subliniază două probleme speciale :
— măsurarea încălzirii înfășurărilor prin curent continuu suprapus, metodă larg utilizată în Franța și care poate fi aplicată periodic mașinilor în serviciu.
— determinarea calității dielectricului prin încercări în curent continuu, alegerea valorii tensiunii de curent continuu față de cea în curent alternativ clasic, adoptată — poate duce la rezultate concludente.

Se atrage atenția asupra dificultăților care intervin în interpretarea rezultatelor care privesc măsurătorile curenților de ionizare în determinarea calității izolației înfășurărilor mașinilor electrice.

c. *Funcționarea generatorilor în regim dezechilibrat și regim asincron.* Se dau indicații asupra unor criterii practice care limitează funcționarea generatorilor sincroni în regim asimetric în funcție de construcția mașinii și țara respectivă.

Astfel în S.U.A. $\int i_i^2 \, dt \leq 30$ (i în % val. curentului invers și t în s).

Propunerea Comitetului de studii pentru regimuri de funcționare de scurtă durată este :

$$\int i \, dt \leq 20.$$

Limitarea valorii curentului invers la 8 % se pare că ar conveni tuturor tipurilor constructive de mașini generatoare.

In Germania se ia 12,5 % pentru mașini cu $P < 100$ MVA fără înfășurări de amortizare.

In aceste cazuri cu înfășurări de amortizare s-ar putea merge pînă la 20 %.

Se subliniază că problema pusă a fost puțin studiată în cadrul Comitetului.

d. *Constanta de accelerație a mașinilor de mare putere.* Se dă într-o anexă a raportului modul cum a evoluat cercetarea problemei. Totodată se stabilește cum variază costul mașinii funcție de valoarea constantei de accelerație.

e. *Punerea la pămînt a neutrului generatorilor.* Se remarcă următoarele probleme :
— alegerea curentului maxim de defect — se propune 15—20 A, drept componentă wattată ;
— fracțiunea de înfășurare care urmează a fi protejată
— determinată de importanța mașinii care intră în discuție.

f. *Protecția mașinilor împotriva supratensiunilor.* Protecția este recomandată doar în cazul conectării directe a mașinilor la rețeaua aeriană.

In ceea ce privește încercările mașinilor la unda de impuls urmează să se precizeze modul de detectare a locurilor slabe

a izolației și a raportului tensiunii de impuls față de tensiunea nominală de funcționare.

g. *Măsurarea reactanței tranzitorii a generatorilor.* Se dau indicații asupra stării în care urmează să funcționeze generatorii pentru a se putea determina valoarea reactanței care intervine în studiile de stabilitate.

In legătură cu materialul prezentat în Comitetul de Studii nr. 11 — Generatori — se pot face următoarele observații.

a) In general, obiectul referatelor îl constituie probleme concrete direct legate de construcția, funcționarea și exploatarea generatorilor; se dă o atenție minoră aspectelor teoretice punîndu-se accentul pe cercetări cu caracter experimental.

In acest cadru se prezintă problema, metodica de cercetare experimentală, descrierea aparatajului de măsură și a instalațiilor experimentale, rezultatele obținute și interpretarea lor. Se pune un accent deosebit pe experimentarea pe viu fapt care ridică valoarea rezultatelor stabilite.

In rezolvarea problemelor iau parte atît inginerii din uzine și exploatare cît și cei din institutele de cercetări.

In tratarea unor probleme de sinteză — cercetări privind determinarea caracteristicilor izolației mașinilor electrice — se observă strînsa colaborare a diferitelor instituții interesate.

b) In general problemele ridicate de referate sînt probleme care interesează îndeaproape sectorul de specialitate din țara noastră; cum ar fi: determinarea diferitelor caracteristici și parametri ai generatorilor în funcțiune — încălzire, izolație etc., probleme de stabilitate a generatorilor, sisteme de excitație a generatorilor sincroni, funcționarea generatorilor la sarcini nesimetrice și în regim asincron, punerea la pămînt a generatorilor, protecția contra supratensiunilor etc., ca atare este indicată cercetarea acestor probleme; rezultatele cercetărilor pot reprezenta soluții concrete la unele probleme ridicate de practica exploatării sistemelor noastre electrice și industriei electrotehnice și o contribuție tehnico-științifică pe arena internațională.

c) In țară la noi s-au dus pînă în prezent unele cercetări care răspund unora din problemele indicate mai sus — studii asupra sistemelor de excitație a generatorilor sincroni, asupra sarcinilor nesimetrice, stabilității generatorilor sincroni, determinarea excitației generatorilor sincroni etc.

Asemenea probleme precum și alte aspecte menționate în referate (ca de exemplu determinarea calității izolației mașinii electrice funcție de efectul Corona, încercări ale generatorilor sincroni la tensiuni de impuls și protecția generatorilor sincroni împotriva supratensiunilor) pot fi continuate sau atacate în țară la noi cu succes, asemenea studii și cercetări urmărite de Comitetul național CIGRE pot fi întreprinse de:

— institute ale M.E.E.I.E.

— ingineri din exploatare din cadrul M.E.E.I.E.

— ecții sale Institutului Academiei R.P.R.

Ar urma să se facă o tematică a acestor probleme care s-ar impune urmărită de Comitetul național CIGRE: rezultatele cercetărilor urmînd să fie comunicate din timp pentru a fi prezentate conferințelor CIGRE-ului.

d) Unele rezultate expuse în referate pot fi introduse cu succes în practica la noi în țară, ca de exemplu:

— controlul izolației înfășurărilor generatorilor;

— determinarea unghiului intern al generatorilor;

— determinarea temperaturii înfășurărilor mașinilor sincrone și posibilitatea supraîncărcării lor;

— determinarea curbei de frînare a generatorilor sincroni;

— determinarea reactanței sincrone a generatorilor sincroni.

Acest material ar putea fi prelucrat sintetizat și prezentat sub formă de referat de un colectiv al Comitetului național CIGRE.

Grupa 12

Rapoartele prezentate în *grupa 12-a* au fost:

114. E. T. Norris: Raportul lucrărilor Comitetului de studii asupra transformatorilor (nr. 12) cu următoarea anexă:

R. Langlois-Berthelot: Asupra întreținerii izolației transformatorilor.

106. K. E. Stenkvist și L. Torseke (Suedia) Cunoștințele actuale asupra rezistenței la scurtcircuit a transformatorilor de mare putere și comentarii asupra normelor în vigoare.

108. G. B. Harper, S. Glover și C. M. Brownsey (Marea Britanie): Limitarea zgomotului produs de transformatori.

109. E. Tobin: Stadiul problemelor legate de zgomotul produs de transformatori (Raport prezentat în numele Comitetului de Studii nr. 12).

112. R. C. Rippon: Incercări asupra comutatorilor cu reglaj sub sarcină ai transformatorilor (Raport prezentat în numele Comitetului de studii nr. 12).

114. F. Fergestad (Norvegia): Forțe electromagnetice în transformatorii cu miez cu înfășurări concentrice.

116. W. Lech, J. Golinsky și J. Radziwill (Polonia): Ionizarea de impuls în înfășurările transformatorilor.

118. J. Froidevaux și C. L. Rossier (Elveția): Incercări de șoc asupra transformatorilor de mare putere: păstrarea formei undei și importanța sa.

120. H. Cristoffel (Elveția): Utilizarea autotransformatorilor cu reglaj sub sarcină pentru interconectarea rețelelor de foarte înaltă tensiune.

125. Dr. P. Waldvogel (Elveția) și *H. Rouxel* (Franța): Predeterminarea prin calcul a solicitărilor electrice într-o înfășurare supusă unei tensiuni de impuls.

128. R. J. Ringlee (S.U.A.): Studii acustice asupra transformatorilor pe modele reduse.

131. L. L. Preston (Marea Britanie): Incercări ale transformatorilor cu unde de impuls tăiate.

135. W. Knaack (Germania): Eforturi mecanice asupra înfășurărilor transformatorilor în regim de scurtcircuit.

138. R. Langlois-Berthelot, Monnet, L. Deripppe și Faviè (Franța): Incercări ale transformatorilor cu unde tăiate cu front mic.

143. K. B. Stenkvist: Incercări de impuls cu unde tăiate (Raport prezentat în numele Comitetului de Studii nr. 12).

Cele 15 rapoarte prezentate pot fi împărțite după temele pe care le tratează în 4 grupe mari:

a) Incercări ale transformatorilor la unde de impuls — 6 rapoarte (118), (131), (143), 138), (125), (116);

b) Zgomotul produs de transformatori — 3 rapoarte (128), (108), (109);

c) Scurtcircuite în transformatori — 3 rapoarte (135), (114), (106).

d) Comutatori în sarcină — 2 rapoarte (112), (120).

Pe scurt, conținutul referatelor este următorul.

1. Incercări de impuls asupra transformatorilor de mare putere, păstrarea formei undei și importanța sa (118). Se prezintă rezultatele cercetărilor asupra:

— modului cum influențează frontul și lungimea undei de impuls asupra solicitărilor la care este supusă înfășurarea transformatorului;

— modului cum influențează caracteristicile transformatorului și lungimea undei de impuls produsă de o instalație de impuls dată;

— posibilitățile de respectare a formei undei normale cînd instalația de impuls este dată iar obiectul de încercat prezintă caracteristici variabile.

Se conclude că la o instalație de impuls uzuală — 2,5 MV — se pot obține rezultate practice valabile la încercările diferiților transformatori față de încercările cu undă normală.

Lucrarea prezintă interes practic pentru uzinele constructoare de transformatori.

2. Incercări ale transformatorilor cu unde de impuls tăiate (131). In raport se dau indicații asupra încercării transformatorilor cu unde de impuls tăiate; se de scrie o metodă care permite realizarea amorsajului și a întreruperii dorite — timpului respectiv — ; sînt date unele rezultate ale încercărilor efectuate asupra unui transformator monofazat. Problema tratată necesită încă încercări experimentale și cercetări îndeosebi în ceea ce privește legătura dintre undele de impuls tăiate și detectarea defectelor care apar.

3. Incercări de impuls cu unde tăiate (143). Raportul prezentat în numele Comitetului de Studii redă rezultatele discuțiilor reuniunii de la Gordon din august 1955. asupra scopului încercărilor de acest gen și asupra modului cum trebuie organizate cercetările cu unde tăiate.

4. Incercări ale transformatorilor cu unde tăiate cu front mic (138). Raportul cuprinde două părți: în prima parte se reiau în discuție două probleme importante:

— influența timpului de tăiere a undei asupra solicitărilor care acționează asupra înfășurărilor;

— detectarea eventualului defect prin aplicarea ulterioară a unei unde pline.

In a doua parte a raportului sînt date metodele de realizare și interpretare a încercărilor cu unde de impuls tăiate — durata frontului, circuite utilizate în realizarea frontului mic, condiții care fixează deformările în absența defectului, deformația oscilogramelor consecutive etc.

In anexe sînt date rezultatele încercărilor pentru diferiți transformatori și studiul teoretic al circuitului cu inductanță serie pentru realizarea undei de impuls cu frontul lent.

5. Predeterminarea prin calcul a solicitărilor electrice printr-o înfășurare supusă unei tensiuni de impuls (125) Pe baza schemei echivalente clasice (capacități proprii și mutuale, inductanțe proprii și mutuale) a înfășurării descompusă în bobine elementare, cu ajutorul calculului matricial se poate obține soluția repartiției în stațiuni și în timp a tensiunii care acționează asupra înfășurării respective.

Soluțiile în cazurile practice se obțin cu ajutorul mașinilor de calcul și prezintă o suficientă exactitate față de rezultatele obținute experimental.

6. Ionizarea de șoc în înfășurările transformatorilor (116). Raportul ridică o problemă foarte importantă ce precede cercetărilor care se întreprind în privința determinării calității izolație transformatorilor prin studiul ionizației și anume: metode de detectare și localizare a ionizației și caută să se determine caracteristicile desfășurării fenomenului de ionizare pe baza observațiilor cumulate în timpul cercetărilor.

7. Studii acustice asupra transformatorilor pe modele reduse (128). In raport se prezintă date relative la natura cîmpului sonor în vecinătatea transformatorilor, efectul distanței și a existenței barierelor parțiale.

Cercetările se fac pe baza unor modele reduse și se compară cu rezultate obținute în diferite cazuri reale.

Rezultatele obținute în încercările asupra barierelor parțiale sînt puse în corelație cu teoria difracției a lui Fresnel relativă la difracția undelor pe perete viu.

8) Limitarea zgomotului produs de transformatori(108). Sînt descrise metodele de măsurare a nivelului sonor. a zgomotelor produse de transformatori; sînt redate detalii ale caracteristicilor zgomotului deduse din măsurătorile amintite.

Se arată influența zgomotului de fond asupra acusticii zgomotului produs de transformatori.

Se indică diferite soluții constructive pentru diminuarea zgomotului produs de transformatori, recomandîndu-se ca mijloc mai eficace aplicarea barierelor externe.

Se dau, de asemenea, unele indicații asupra zgomotelor dezvoltate de alte dispozitive instalate în incinta transformatorilor instalații de răcire, ventilație, șarpanta suport etc.

9. Studiul problemelor ridicate de zgomotul transformatorilor (109) Raportul este prezentat în numele Comitetului de studii nr. 12 — Transformatori — și conține în rezumat discuțiile care au avut loc în septembrie 1955 în grupa de studii Transformatori.

Problemele tratate îmbrățișează:

— Alegerea locului unde urmează să fie instalat transformatorul avînd în vedere zgomotul dezvoltat de acesta.

— Construcția transformatorilor — măsuri constructive pentru ca zgomotele dezvoltate să aibă intensități minime.

— Măsurile de protecție care urmează a se lua împotriva zgomotului încă de la instalarea transformatorului.

Raportul este interesant prin propunerile cele prezintă privitoare la măsurile care trebuie luate pentru diminuarea zgomotelor.

10. Eforturi mecanice exercitate asupra înfășurărilor transformatorilor în regim de scurtcircuit (135) Față de lucrările de specialitate apărute pînă în prezent și care tratează această problemă autorul își propune de a aduce unele contribuții privitoare la:

— critica diferitelor metode de calcul existente;

— evaluarea lungimii circuitelor de scăpări;

— influența curburii înfășurării;

— performanțe mecanice ale materialelor active și neactive.

Lucrarea este interesantă prin problemele noi tratate și îmbină calculul teoretic cu cercetările experimentale.

11. Eforturi electro-magnetice în transformatorii cu miez cu înfășurări concentrice (114). Lucrarea tratează problema eforturilor axiale în transformatori la scurtcircuit cu înfășurări simetrice și asimetrice; se urmărește determinarea distribuției eforturilor asupra înfășurării ca și asupra chiulasei circuitului magnetic și asupra — dispozitivului de fixare: lucrarea are un caracter teoretico-experimental.

Lucrarea este interesantă prin metoda utilizată pentru determinarea cîmpului transversal.

12. Cunoștințele actuale asupra rezistenței la scurtcircuit a transformatorilor de mare putere și comentarii asupra normelor în vigoare (106). Se trec în revistă datele puse la dispoziție de literatură asupra eforturilor la care sînt supuși transformatorii în cazul scurtcircuitelor; se are în vedere în mod deosebit transformatorii în coloană cu înfășurări concentrice.

Se arată punctele slabe ale cunoștințelor noastre în acest domeniu:

— proprietățile mecanice ale cuprului.

— comparație între efectul termic și mecanic al scurtcircuitului în transformatori;

— imposibilitatea încercării în scurtcircuit a transformatorilor de mare putere cu menținerea tensiunii nominale a liniei;

— valabilitatea rezultatelor experimentale obținute cu transformatori în funcțiune avînd în vedere mărirea puterii de scurtcircuit a rețelelor și tendința de continuă majorare.

In concluzie, se arată necesitatea precizării puterii de scurtcircuit maxime a rețelei în care urmează a se instala un transformator de mare putere.

13. Incercări asupra comutatorilor cu reglaj în sarcină a transformatorilor: Examen analitic (112). Raportul este prezentat în numele Comitetului de studii a transformatorilor și redă în rezumat discuțiile avute în comitet.

Se relevă unele probleme legate de încercările comutatorilor transformatorilor cu reglaj în sarcină.

Se arată sugestiile făcute asupra încercărilor caracteristice destinate să determine caracteristicile contactelor în sarcina normală și la suprasarcină.

De asemenea, sînt precizate unele aspecte ale problemei privitoare la comutație în condiții de scurtcircuit ale rețelei.

Se definesc elementele principale ale unui comutator și se indică problemele importante care necesită studii ulterioare în acest domeniu.

14. Utilizarea autotransformatorilor cu reglaj sub sarcină pentru interconectarea rețelelor de foarte înaltă tensiune (120). Se indică posibilitatea reglajului în sarcină a autotransformatorilor utilizați în cadrul sistemelor interconectate de foarte înaltă tensiune — 225/150 kV; 380/225 kV; se reliefează totodată dificultățile care apar la reglajul în sarcină al autotransformatorilor în comparație cu transformatorii cu două înfășurări — evitarea fluctuațiilor importante ale reactanței la schimbarea bornelor.

Se indică unele soluții constructive — modul de amplasare a înfășurărilor — pentru evitarea dificultăților care apar — în cazul unui autotransformator de 225/150 kV.

Dacă se iau măsurile recomandate se pot diminua tensiunile de impuls din înfășurări și comutator la valori inofensive.

Rezultatele cercetărilor permit să se considere problema respectivă rezolvată și pentru autotransformatorii de 380/225 kV.

15. Asupra lucrărilor Comitetului Internațional de Studii al transformatorilor (104). Se trec în revistă problemele abordate în cadrul Comitetului cu observația că discuțiile asupra încercărilor transformatorilor la unde de impuls a ocupat un loc important în activitatea Comitetului fără ca acest fapt să fie justificat.

Problemele discutate s-au concentrat asupra:

— comutatorilor cu prize sub sarcina;

— zgomotul transformatorilor;

— încercări la unde de impuls cu frontul abrupt și coada tăiată cu indicații asupra detectării defectelor;

— caracteristici speciale ale transformatorilor de mare putere;

— comanda automată a comutatorilor cu prize în sarcină;

— îmbătrînirea termică a materialelor izolante;

— ionizația și întreținerea izolației etc.

Parte din concluziile studiilor asupra problemelor enumerate au fost prezentate în cadrul diferitor rapoarte văzute mai sus; parte din probleme sînt în curs de studiu şi se solicită aportul celor competenţi în asemenea probleme.

Faţă de cele de mai sus se pot face următoarele observaţii:

a) problemele tratate în cadrul diferitelor rapoarte interesează, în primul rînd, constructorii de transformatori de foarte mare putere la tensiuni foarte ridicate; în mai mare măsură în cadrul acestor rapoarte se utilizează metode teoretice de cercetare; această observaţie este valabilă în mod deosebit la tratarea problemelor legate de eforturile mecanice din transformatorii la scurtcircuit;

b) unele din problemele atacate interesează şi industria noastră constructoare de transformatori;

— încercări ale izolaţiei la unda de impuls;

— evaluarea eforturilor la scurtcircuit;

— reglajul tensiunii transformatorului sub sarcină şi ca atare unele rezultate pot fi prelucrate şi puse la dispoziţia fabricilor constructoare;

c) problemele atacate în cadrul diferitelor rapoarte prezintă unele aspecte tratate la noi în ţară; asupra altora pot fi iniţiate cercetări dat fiind că un început în ceea ce priveşte realizarea unor instalaţii experimentale adecvate cercetărilor s-a făcut în ţara noastră.

Grupa 13

Rapoartele prezentate în *grupa 13* au fost următoarele:

102. Dr. R. Edels şi F. W. Crawford (Marea Britanie): Determinarea restabilirii spaţiului disruptiv după întreruperea arcului electric.

103. A. M. Cassie şi F. G. Mason (Marea Britanie): Conductibilitatea în curenţii post-arc la întreruptori cu aer comprimat.

105. S. Fukuda şi F. Mory (Japonia): Condiţiile tensiunii de reamorsare în sistemele energetice japoneze.

107. W. Rieder şi A. Bidinger (Austria): Suflajul magnetic în întreruptori.

111. J. P. Skiljen şi D. N. Mc. Krough (Canada): Un nou tip de întreruptor proiectat pentru condiţiile din Canada.

115. S. Knothe, A. Misticki, A. Podsorski şi Z. Szoc kinski (Polonia): Unele aspecte ale încercării întreruptorilor.

117. H. Becker (Elveţia): O instalaţie pentru încercarea sintetică a întreruptorilor de înaltă tensiune.

119. H. Thommen (Elveţia): Progrese recente în domeniul întreruptorilor cu aer comprimat.

121. Ter Horst şi P. S. Berthums (Olanda): Efectul sarcinilor în paralel în reţea asupra factorului de amplitudine şi tensiunii de reamorsare la scurtcircuit în sistem.

122. Ter Horst şi G. A. W. Rutgers (Olanda): Fenomene legate de curentul zero în arcele de curent alternativ la întreruptorii cu aer comprimat.

123. Dr. H. Dorsch şi W. Schik (Germania): Studiul frecvenţelor naturale pentru viitorul sistem de 220 kV al R.W.E.

124. W. Rieder (Austria): Încălzirea contactelor la întreruptori şi legături de bare.

126. L. R. Gaty (S.U.A.): Realizări practice din S.U.A. în tehnica întreruperii la înaltă tensiune.

130. E. Vogelsanger şi P. Ross (Elveţia): Ultimele cercetări asupra întreruptorilor cu ulei puţin.

133. T. Bendes şi M. Vajta (Ungaria): Rezultate obţinute în reţeaua naţională maghiară de 120 kV prin introducerea RAR pe fază.

139. H. Schiller: Raportul lucrărilor Comitetului de studii pentru întreruptori (nr. 3).

140. L. Cabanes şi Ch. Dietsch (Franţa): Schemă nouă pentru staţii de comutaţie şi întrerupere şi nou sistem de eliminare a defectelor trecătoare.

Cele 17 rapoarte prezentate în cadrul grupei 13 pot fi clasate în 3 categorii.

a) raportul lucrărilor Comitetului de studii (139);

b) 9 rapoarte privind probleme de principiu ale întreruperii arcului în curent alternativ şi a realizării aparatelor capabile de a efectua această operaţie (102), (103), (122), (117), (119), (111), (124);

c) 7 rapoarte privind probleme de utilizarea întreruptorilor în reţea, caracteristicile reţelei, aplicarea a diferite sisteme de protecţie, propuneri de scheme noi de staţii, utilizarea şi încercarea întreruptorilor: (105), (123), (121), (133), (140), (126), (115).

Raportul (139) are ca obiect **activitatea Comitetului de studii** nr. 3 care s-a întrunit de două ori între sesiunile 15 şi 16 tratînd despre următoarele 5 probleme:

I. Frecvenţa proprie şi factor de amplitudine.
II. Supratensiuni de comutaţie.
III. Încercări indirecte.
IV. Curenţi post-arc.
V. Defecte evolutive.

Studii generale asupra arcului. Raportul (102) tratează problema fundamentală a stabilirii unui spaţiu disruptiv după întreruperea arcului. Sînt necesare în viitor completări cu date asupra unor încercări cu curenţi de scurtcircuit, la electrozi cu forme diferite cu suflajul uzitat în diferite tipuri de întreruptori.

Rapoartele (103) şi (122) se referă la problema curenţilor post-arc în întreruptori pneumatici la curenţi de 18—23 kA eff la 10 kV.

Încercări asupra întreruptorilor. Puterea staţiilor de încercări care nu poate urmări creşterea puterilor în reţele. De aici necesitatea unor încercări sintetice în care întreruptorul să se găsească în condiţii identice cu cele în care va lucra în reţea. Există două grupe principale de scheme pentru încercări sintetice: o schemă utilizînd condensatori (raportul 102 al lui Bierman de la sesiunea 15-a 1954) şi o schemă utilizînd un transformator suplimentar de tensiune realizarea acesteia din urmă fiind descrisă amănunţit în raportul (117) al sesiunii 1956.

Diverse realizări constructive de întreruptori. Raportul (130) dă rezultatele încercărilor executate asupra a trei tipuri diferite de camere de stingere. Aceste încercări nu privesc construcţia însăşi a întreruptorilor ci caută doar diferenţele funcţionale ca durata arcului în funcţie de curent sau factorul de supratensiune la deconectarea liniilor în gol. Din aceste rezultate de măsurători decurg elementele necesare construcţiei unui întreruptor cu volum mic de ulei, capabil să întrerupă nu numai curenţii mari de scurtcircuit ci şi curenţii mici inductivi şi capacitivi.

Raportul (119) arată rezultatele obţinute în dezvoltarea unui model nou de cameră de stingere de întreruptor pneumatic şi posibilităţile de combinare ale acestei camere pe o serie de întreruptori mergînd de la 80 la 400 kV şi puteri de rupere de 3 500 la 20 00 MVA.

Toate modelele noi de întreruptori cunoscute pînă în prezent, fie de tipul cu ulei puţin sau pneumatice sînt desfăşurate pe o singură dimensiune. Camerele de stingere sînt izolate prin izolatori suporţi şi cum întreruptorii sînt monofazaţi, au toate un aspect liniar.

In raportul (111) se dau detaliile unui nou întreruptor pneumatic realizat în Canada al cărui aspect exterior seamănă cu acel al întreruptorilor clasici cu ulei cu cuva pusă la masă. Aerul comprimat conţinut în cuvă este întrebuinţat în acelaşi timp ca dielectric şi ca agent de stingere. Este prevăzut cu două camere de stingere pe pol montate pe două traverse izolate. Acest montaj permite utilizarea a doi transformatori de curent pe pol ceea ce corespunde practicii americane. Acest întreruptor este construit pentru tensiuni de 115—138 kV şi puteri de rupere mergînd de la 3 500 la 5 000 MVA.

Raportul (107) prezintă rezultatele cercetărilor întreprinse asupra vitezei de deplasare a arcului în cîmpurile magnetice şi asupra intensităţii necesare a acestor cîmpuri, în legătură cu realizarea unui întreruptor de 10—15 kV absolut autonom, adică neavînd nevoie de nici un agent de stingere special, nici ulei, nici aer comprimat.

Raportul (124) studiază fenomenele de încălzire ale contactelor întreruptorilor şi ale barelor colectoare dînd o explicaţie teoretică.

Caracteristici de reţele. Două rapoarte aduc elemente noi asupra caracteristicilor reţelelor. Raportul (105) dă detalii asupra tensiunii de reamorsare în reţelele japoneze de 66,77,110 şi 154 kV. Raportul (123) dă rezultatele măsurătorilor făcute pe o masă de calcul asupra frecvenţelor proprii şi a factorului de amplitudine al tensiunii de reamorsare în reţeaua de 220 kV al reţelei renanowestfalice. Raportul

(121) face studii aprofundate asupra efectului sarcinilor unei rețele în paralel asupra factorului de amplitudine al tensiunii de reamorsare. Măsurători făcute pe modele de rețea au permis să se stabilească curbe în funcție de sarcina în paralel.

Un nou mod de realizare al stațiilor de conexiune și un nou sistem de eliminare a defectelor pasagere. I. Cabanas și Ch. Dietsch propun în raportul (140) pe de o parte să se elimine defectele trecătoare în rețelele de înaltă tensiune cu neutrul legat la pămînt prin șuntarea defectului, adică punînd barele la pămînt în ambele capete ale liniei defectate, iar pe de altă parte de a nu prevedea, pentru a face această eliminare, ca și pentru întrerupere în sarcină a defectelor permanente decît un singur întreruptor care se înserează în linia ce trebuie întreruptă prin întrebuințarea unor separatori speciali sau a unor întreruptori sub sarcina. În sprijinul propunerilor lor, autorii aduc rezultatele unor încercări efectuate și a unor experiențe incipiente de exploatare. Este destul de greu de apreciat posibilitatea realizării unei economii asupra aparatajului ce trebuie montat. Ideea este încă foarte nouă și ea a suscitat discuții pasionate între adepții din ce în ce mai numeroși și cei care se opun introducerii acesteia.

Diverse. Raportul (126) descrie evoluția în S.U.A. a rețelelor de înaltă tensiune și exigențele sporite care rezultă pentru aparatajul de comutație și în special pentru întreruptori. O curbă indică creșterea puterii de rupere a întreruptorilor în funcție de ani.

Raportul (115) expune diferențele între normele poloneze pentru întreruptori și cele ale celorlalte națiuni.

Secția 2-a.

Construcția, întreținerea și izolația liniilor.

Această secție de rapoarte a avut 4 grupe și anume :

Grupa 21 — Cabluri de înaltă tensiune
Grupa 22 — Stîlpi și masive de fundații
Grupa 23—24 — Linii aeriene și vibrații
Grupa 25 — Izolatori.

Grupa 21. Rapoartele prezentate în această grupă au fost :

204. C. T. W. Sutton și A. M. Morgan (Marea Britanie) : Trecerea în revistă a rezultatelor experimentale în domeniul cablelor cu compresiune.

205. O. Casser, Ch. Held și H. Pairitsch (Germania) : Izolația sintetică a cablurilor de înaltă tensiune (polietilenă și policlorvinil).

207. J. A. Giaro (Belgia) : Eficacitatea răcirii forțate a cablurilor de forță cu sisteme de pozare cu răcire naturală.

208. H. Kjaer (Danemarca) : Asupra problemei oboselii la materialele cablurilor.

209. H. D. Short (Canada) : Cabluri numai din aluminiu, de 301 kV.

215. P. Gazzana-Priaroggia și G. Palandri (Italia) : Întrebuințarea rășinilor sintetice turnate în fabricația accesoriilor cablurilor de foarte înaltă tensiune.

226. P. Capdeville, L. Domenach, M. Nepgen și R. Laroche (Franța) : Dezvoltarea în Franța a cablurilor sub presiune.

229. M. Laborde : Raportul asupra lucrărilor Comitetului de cabluri (nr. 2).

Raportul (229) al Comitetului de studii pentru cabluri de înaltă tensiune arată activitatea între sesiuni a acestui comitet și subiectele preferențiale alese de acesta ca fiind indicative pentru a fi tratate de rapoarte :

1. Cabluri submarine pentru transportul energiei la mari distanțe.
2. Cabluri de înaltă tensiune cu izolația din mase plastice.
3. Întrebuințarea aluminiului pentru conductori și mantale.
4. Comparația diferitelor tipuri de cabluri de înaltă tensiune (cabluri cu ulei fluid, cabluri cu gaz sub presiune, cabluri izolate în tuburi).
5. Comparația diferitelor moduri de pozare a cablurilor de înaltă tensiune în pămînt (pozarea directă sau în tuburi de ciment).

Celelalte 7 rapoarte prezentate la sesiune pot fi grupate în felul următor :

Rapoartele (204), (226), (209) descriu anumite instalații concrete sau descriu experiența cîștigată cu anumite tipuri de cabluri sub presiune.

Raportul (209) este deosebit de interesant prin caracterul său de noutate privind utilizarea aluminiului atît pentru conductori cît și pentru mantaua cablului. Circuitul de 600 m lungime este în funcțiune la o centrală subterană construită în regiunea muntoasă de coastă a Canadei.

Rapoartele (205) și (215) tratează extinderea în tehnica de construcție a cablurilor de înaltă tensiune a maselor plastice sintetice. Astfel raportul (205) discută posibilitatea utilizării ca dielectric a clorurii de polivinil și a polietilenei. In timp ce pînă acum citva timp policlorura de vinil nu părea posibil a fi utilizată din cauza pierderilor dielectrice mari decît la joasă tensiune, cu toate calitățile sale (rezistență în umiditate, neîmbătrînire deci rigiditate dielectrică ridicată care se menține, neinflamabilitate), totuși prin plastifianți speciali se ajunge la compoziții cu un mic procent de electrolit și o conductibilitate ionică foarte redusă la temperaturile de serviciu. In acest fel s-a reușit să se construiască cabluri cu policlorvinil pentru tensiune înaltă mergînd pînă la 20 kV. Raportul (215) semnalează avantajele tehnico-economice ale aplicării rășinilor sintetice etoxiline (epoxy) turnate la cutiile terminale de cabluri, rezultatele fiind remarcabile.

Raportul (208) discută factorii care influențează fenomenele de oboseală la mantalele de plumb ale cablurilor de înaltă tensiune cauzate de deformații rezultînd din variații de sarcină și modul cum viața mantalei cablului poate fi prelungită.

Raportul (207) examinează caracteristicile generale ale răcirii forțate în funcție de diferiți factori, introducînd noțiunile de „putere disipată de referință" și „randament termic" ale unei instalații de cabluri de forță. Apoi se face o comparație între diferitele tipuri de instalații : cu sau fără răcire forțată, în galerii ventilate sau nu.

Grupa 25

Rapoartele prezentate în grupa 25 au fost numai două :

203. Von Gron (Germania) : Încercări asupra izolatorilor acoperiți aritificial cu depuneri străine.

227. C. H. Gillam : Raportul asupra lucrărilor Comitetului de studii pentru izolatori (nr. 5).

Raportul (203) aduce o contribuție valoroasă în problema comportării izolatorilor în medii cu praf și cu atmosferă umedă care favorizează conturnarea. Raportul descrie încercările la laborator avînd drept scop explicarea sistematică și științifică a conturnărilor și propune o metodă de încercare, care permite să se verifice cu mare precizie stratul de depuneri și să studieze diferențial, prin modificarea acestui strat influența sa. Cînd se utilizează straturi uniforme se poate studia influența formei izolatorilor, lărgimea drumului de fugă și autocurățirea sub ploaie.

Raportul (227) al Comitetului de studii se ocupă în special de încercările ciclice de variație a temperaturii efectuate asupra izolatorilor mari, adică izolatorii pentru cutii terminale de cabluri sau pentru transformatorii de intensitate.

* * *

РАБОТЫ 16-ОЙ СЕСИИ МЕЖДУНАРОДНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ ПО ВОПРОСАМ БОЛЬШИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТИЙ (CIGRE)

Резюме

Анализируются доклады и выступления представленные на 16-ом совещании „CIGRE" по вопросам генераторов, трансформаторов, выключателей, кабелей высокого напряжения, изоляторов.

* * *

DIE ARBEITEN DER 16-TEN TAGUNG DER INTERNATIONALEN KONFERENZ FÜR HOCHSPANNUNGSNETZE (CIGRE)

Zusammenfassung

Es wird über die auf der 16 ten Tagung des CIGRE gehaltenen Referate, vie auch über die im Rahmen der verschiedenen Abteilungen wie : Generatoren, Transformatoren, Schalter, Hochspannungskabeln und Isolatoren geführten Diskussionen, Bericht erstattet.

Aspecte ale problemelor întreruptorilor, tensiunilor înalte şi a construcţiei liniilor electrice, la cea de a 16-a sesiune a CIGRE-ului

Ing. V. I. NITU
Candidat în ştiinţe tehnice

621.316.57 : 621.315.17 : 061.3 C.I.G.R.E

Se face o sinteză a rapoartelor şi discuţiilor prezentate la cea de a 16-a sesiune a CIGRE -ului, asupra problemelor de întreruptori, tensiuni înalte cît şi construcţia liniilor electrice.

Conferinţa Internaţională a Marilor Reţele Electrice — CIGRE — care a analizat pe lîngă alte probleme stadiul actual al realizărilor în domeniul întreruptorilor, reţelelor cu tensiuni superioare tensiunii de 220 kV, construcţiei liniilor electrice. Acest articol are ca scop de a aduce la cunoştinţa cititorilor principalele rezultate care s-au desprins din rapoarte şi discuţii în cadrul celor trei domenii amintite.

In grupa întreruptorilor rapoartele prezentate s-au axat pe de o parte pe studiul şi cercetările arcului, încercările întreruptorilor şi realizarea diferitelor tipuri de întreruptori, iar pe de altă parte pe studiul anumitor aspecte legate de exploatarea întreruptorilor ca : reanclanşarea automată monofazată, folosirea întreruptorilor şunt pentru eliminarea defectelor trecătoare etc. Cercetările întreprinse în domeniul arcului au arătat că s-au obţinut succese importante atît în analiza comportării arcului cît şi în privinţa studiului elementelor de bază ale arcului (frecvenţă proprie, factorul de amplitudine, timpul de restabilire, curentul post-arc etc.).

Astfel, referitor la factorul de amplitudine s-a arătat că încercările pe modele simple nu sînt de natură să redea exact factorul de amplitudine şi de aceea s-a insistat ca în astfel de cazuri să se reproducă exact pe modele configuraţia şi sarcinile reţelei.

Raportul comitetului întreruptorilor consideră că valoarea de 1,3 pentru factorul de amplitudine prevăzută în normele franceze, în condiţiile întreruperii în plină sarcină a scurtcircuitului este judicios aleasă.

Curentul post-arc s-a oglindit în două rapoarte în care s-au ilustrat rezultatul cercetărilor a două laboratoare puternic echipate. Ambele au făcut încercări cu întreruptori pneumatici întrerupînd curenţi destul de mari. Deşi studiul curentului post-arc este mai simplu pe modelele întreruptorului pneumatic, totuşi s-a arătat ca necesar de a întreprinde măsuri pe modelele întreruptorilor cu ulei.

In ceea ce priveşte încercările întreruptorilor se constată că puterea staţiilor de încercare în condiţiile actuale nu poate urma creşterea puterilor de rupere din sistemele electrice. Din această cauză au apărut ca utile găsirea de metode care să permită ca încercările să se execute în staţiile de încercare care să redea cît mai exact posibil comportarea întreruptorului în reţea.

In acest sens delegaţia elveţiană a prezentat un raport privind realizarea unei instalaţii de încercări sintetice (în care curentul de rupere şi tensiunea de restabilire sînt furnizate întreruptorului de circuite separate) pentru întreruptorii de înaltă tensiune, fără a da însă şi rezultatele experimentale obţinute. Schema acestei instalaţii este arătată în fig. 1.

Metoda sintetică a fost considerată ca o metodă eficace pentru controlul întreruptorilor destinaţi pentru mari puteri de rupere.

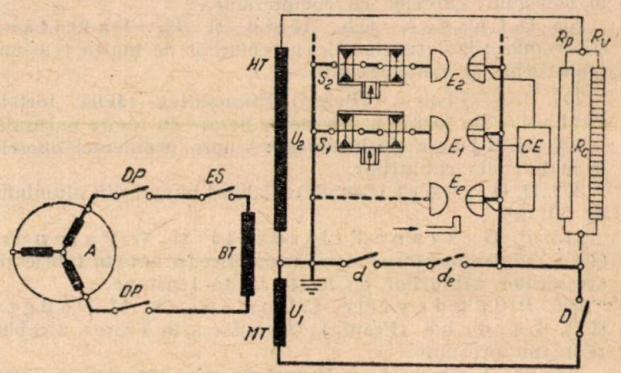


Fig. 1

A — turbogenerator de scurtcircuit; *DP* — întreruptor de protecţie; *BT, MT, NT*—înfăşurările transformatorului de mare putere. U_1—tensiunea circuitului pentru curenţi mari; U_2—tensiunea circuitului pt. măsurarea tensiunii; *D*—întreruptor de încercat.

In domeniul construcţiilor de întreruptori referatele prezentate au arătat realizările obţinute pînă acum în direcţia construcţiei de întreruptori pentru puteri mari de scurtcircuit cu aer comprimat, ulei puţin şi suflaj magnetic.

Delegaţia elveţiană a prezentat materiale interesante în legătură cu noi camere de stingere a întreruptorilor cu aer comprimat.

Aceşti întreruptori pot fi construiţi pentru tensiuni mergînd pînă la 400 kV şi cu puteri de rupere de la 3 500 MVA putere pînă la care se fabrică în mod curent la 20 000 MVA, după cum se vede în fig. 2, unde este reprezentată

vederea de ansamblu a noilor tipuri de întreruptori cu aer comprimat.

Delegaţia canadiană a prezentat detalii asupra unui nou tip de întreruptor cu aer comprimat

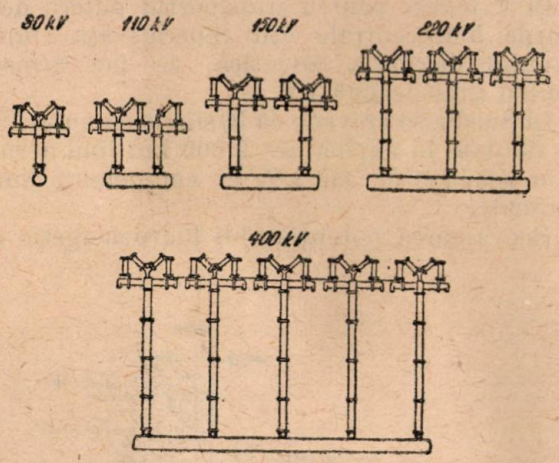


Fig. 2

al cărui exterior este asemănător întreruptorului clasic cu ulei, avînd cuva pusă la pămînt. Aerul comprimat din cuvă este folosit atît ca dielectric cît şi ca agent de stingere. Acest întreruptor este construit pentru tensiunile de 115 kV şi 138 kV şi puterea de rupere de 3 500-5000 MVA.

Referitor la întreruptorii cu ulei puţin, cercetările efectuate au arătat că aceştia sînt în măsură a răspunde exigenţelor impuse de dezvoltarea reţelelor, prin luarea anumitor măsuri constructive. In cazurile în care uleiul este injectat în camera de rupere datorită unei presiuni exterioare, întreruptorul cu ulei puţin prezintă asemănare cu întreruptorul cu aer comprimat la care stingerea arcului se face de asemenea cu ajutorul unei presiuni exterioare. Această analogie este însă valabilă numai pentru întreruperile de curenţi mici.

Pentru curenţii mari, presiunea provocată de arc în camera de stingere este mult mai mare decît presiunea provocată de injecţia uleiului şi stingerea arcului este asigurată datorită efectului creat de însăşi arcul.

Intreruptorii cu ulei puţin pot fi construiţi pentru tensiunile 110, 220, 400 kV. Din materialele prezentate a reieşit că cele mai bune rezultate la încercările în reţele a dat camera cu injecţie transversală de ulei sub presiune, indicată în fig. 3.

Pentru tensiunile sub 10—15 kV s-a manifestat ca o tendinţă găsirea unui tip de întreruptor care să nu folosească pentru stingerea arcului nici ulei, nici aer comprimat. Un astfel de tip l-ar constitui întreruptorul cu suflaj magnetic, care pentru tensiunile joase a devenit suficient de eficace, nefiind însă capabil să întrerupă curenţii mici.

In centrul atenţiei au fost de asemenea aspectele legate de folosirea şi exploatarea întreruptorilor. In acest sens delegaţia R. P. U. a prezentat rezultatele folosirii reanclanşării automate monofazate în sistemele maghiare, măsură care a permis să se mărească considerabil continuitatea în funcţionare a reţelelor electrice.

Fig. 3

Astfel în decurs de un an din 92 de cazuri de acţionare a reanclanşării, 88, adică 95,6% au fost încununate de succes. Intreruptorii folosiţi sînt de tipul cu volum redus de ulei, avînd puterea lor nominală de rupere în regim simetric de 2 500 MVA la 132 kV, timpul de deschidere 0,08 s, timpul total de întrerupere 0,12 s şi timpul de închidere 0,37 s. In fiecare fază este prevăzut un resort de forţare, care este armat pentru o singură operaţie de comutare, iar operaţia de armare cerînd 30 s.

In afară de aceasta, întreruptorii sînt echipaţi cu nişte contacte auxiliare, care în caz de declanşare a două faze, declanşează şi faza treia.

Metodei reanclanşării automate monofazate i s-au adus şi o serie de critici : caracterul limitat al aplicării în cazul reţelelor cu tensiuni foarte mari şi configuraţii particulare (o linie mică cu o lungime foarte mare, care uneşte două centre importante de producţie), necesitatea unor dispozitive speciale de punere la pămînt a liniilor, pentru a evita întreţinerea arcului de către curenţii capacitivi care circulă între faza sănătoasă şi faza afectată de defect, în special pentru reţelele de 225 şi 380 kV etc.

In scopul evitării acestor deficienţe, L. Cabanes şi Ch. Dietsch din partea Societăţii „Electricité de France" au propus eliminarea defectelor trecătoare prin şuntarea locului defect (punerea la pămînt a liniei la un capăt sau la ambele capete în funcţie de depărtarea defectului.)

In fig. 4 este arătată una din schemele posibil a se executa după acest principiu, care constă dintr-un singur sistem de bare, un întreruptor şunt de o putere de rupere corespunzătoare sistemului şi din întreruptorii din plecări cu puteri de rupere dimensionate la puterea de

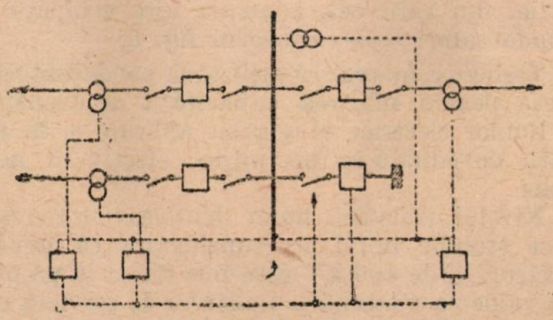


Fig. 4

tranzit prin punctul respectiv şi capabil să întrerupă transformatori sau linii în gol. Intreruptorii folosiţi sînt de tip obişnuit, cu comandă monofazată. Metoda preconizată poate fi aplicată şi instalaţiilor existente prin instalarea unor întreruptori legaţi la bare care să pună barele la pămînt în caz de defecte trecătoare.

Incercările experimentale făcute pe diversele reţele au arătat că în perioada şuntului, în majoritatea cazurilor, arcul s-a stins, fiind extrem de rare cazurile de reamorsare a arcului.

Avînd în vedere efectele economice ale acestei metode este necesar ca ea să fie studiată în amănunt de inginerii noştri şi să se facă şi verificările practice în condiţiile sistemelor noastre electrice.

Transportul de energie electrică la tensiuni foarte înalte a ocupat un loc important în lucrările actualei sesiuni. Cele 16 rapoarte prezentate au arătat stadiul introducerii tensiunilor de peste 220 kV în diverse ţări, precum şi unele probleme legate de folosirea acestor tensiuni.

Pentru a ilustra progresul care s-a făcut în acest domeniu, se vor arăta realizările obţinute în diferite ţări. Astfel în Uniunea Sovietică s-a dat în funcţie linia de 400 kV, Kuibîşev-Moscova, capabilă să transporte o putere de 1 150 MW şi o cantitate de energie de 6,1 miliarde kWh. Pentru mărirea siguranţei de funcţionare a acestei linii sînt prevăzute trei staţii de comutaţie, din care cea centrală este echipată cu condensatori serie, conform fig. 5.

Trebuie remarcat că utilizarea condensatorilor serie pentru mărirea capacităţii de transport a liniilor electrice şi-a găsit aplicare şi în alte ţări, dovedindu-se un mijloc efectiv în acest sens.

Nivelul izolaţiei liniei Kuibîşev-Moscova a fost stabilit luînd în considerare că neutrul înfăşurării de 400 kV este pus direct la pămînt, că valoarea maximă a tensiunii de serviciu este de 420 kV şi că linia este protejată împotriva supratensiunilor de două fire de gardă care asigură un unghi de protecţie de 15—20%. Pentru supratensiunile de comutaţie s-a admis o valoare egală cu de trei ori tensiunea de fază maximă (343 kV). Aceste caracteristici prezintă interes întrucît privesc o linie de transport cu tensiunea de serviciu cea mai mare pînă în momentul de faţă.

In U.R.S.S. pentru transportul puterii de la marile hidrocentrale din Siberia, aşa cum a anunţat delegaţia sovietică, se fac proiecte pentru linii de 600 kV.

In Suedia se prevede ca la sfîrşitul anului 1956 să fie date în exploatare 2 600 km linii aeriene la o tensiune de 380 kV, cu compensare longitudinală.

Reevaluarea potenţialului hidroenergetic din nordul Suediei ridică de asemenea problema luării în considerare a tensiunii de 500 şi 600 kV.

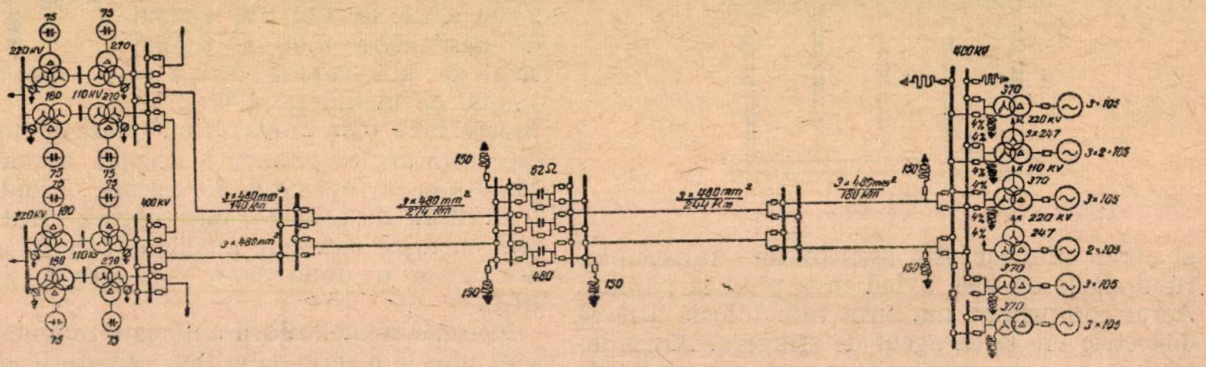


Fig. 5

In Elveţia, Franţa, R. F. Germană. Finlanda etc. s-au construit linii de 380 kV, iar în Australia şi Statele Unite s-au construit linii de transport la o tensiune de 330 kV.

In Japonia se foloseşte tensiunea de 275 kV.

Necesitatea folosirii tensiunilor înalte şi foarte înalte pe o scară largă au obligat inginerii spre căutarea de soluţii cît mai economice. Astfel în materialele prezentate de delegaţia franceză se desprinde că pentru liinile de 90, 150 şi 220 kV greutatea stîlpilor şi a fundaţiilor au descrescut simţitor, făcînd posibil ca în intervalul 1946—1955 să se realizeze o scădere cu aproximativ 25%. Aceste ieftiniri s-au obţinut prin modificarea permanentă a prescripţiilor de proiectare în sensul micşorării gabaritelor fundaţiilor şi stîlpilor, a distanţelor dintre faze, faze şi pămînt etc.

Datorită acestui fapt, în Franţa a fost posibil ca să se întreprindă o acţiune pe scară naţională de trecere a .liniilor existente la tensiuni superioare. Astfel, de exemplu, liniile de 110 kV s-au trecut la 150 kV, iar liniile de 150 kV s-au trecut la 220 kV prin păstrarea gabaritelor şi a nivelului izolaţiei existent.

Un aspect important pentru R. P. R. îl constituie trecerea liniilor la tensiuni superioare. Deşi aceasta nu a constituit obiectul acestei sesiuni, am primit informaţii de la conducerea tehnică a Societăţii „Electricité de France". După

informaţiile primite, în Franţa liniile existente de 150 kV s-au trecut la 220 kV iar liniile de 110 kV s-au trecut la 150 kV prin păstrare, în general, a gabaritelor şi a nivelului izolaţiei existent.

Astfel pentru liniile de 150 kV care au fost trecute la 220 kV s-au păstrat lanţurile de izolatori cu 9 elemente deşi la tensiunea de 220 kV în mod obişnuit se folosesc lanţuri de izolatori cu 12 elemente.

In ceea ce priveşte legătura cu staţiile a liniilor care s-au trecut la tensiuni superioare, aceasta s-a realizat prin înlocuirea aparatajului inclusiv a transformatorilor.

In Uniunea Sovietică trecerea liniilor de 110 kV la 150 kV se preconizează a se face prin menţinerea aparatajului de comutaţie datorită folosirii de autotransformatori bloc cu linia.

Este important de remarcat că în unele ţări apusene, unele linii se proiectează de la început pentru tensiuni mai mari ca de exemplu, în Anglia unde întîlnim linii proiectate pentru 380 kV şi exploatate vremelnic la 220 kV.

In proiectarea liniilor cu tensiuni superioare celei de 220 kV se folosesc conductori jumelaţi în număr de doi, trei sau patru pe fază şi numai într-un număr redus de ţări se utilizează aceşti conductori pentru tensiunea de 220 kV.

In legătură cu folosirea conductorilor jumelaţi au fost prezentate materiale privind determinarea diametrului echivalent şi a gradientului cîmpului electric superficial, ca funcţie de distanţă între conductori şi diametrul conductorilor.

De asemenea unele rapoarte s-au ocupat şi de problema pierderilor prin efect Corona, precum şi de problema perturbărilor radiofonice.

Astfel cercetările făcute în staţiunea de 400 kV din Mannheim, pentru măsurarea pierderilor prin efect Corona şi a perturbărilor radiofonice, scot în evidenţă diferenţa de comportare a conductorilor simpli şi a conductorilor jumelaţi cu doi sau patru conductori atît pentru pierderile Corona cît şi pentru perturbările radiofonice.

Analiza materialelor şi a discuţiilor avute în cadrul grupei tensiunilor înalte, au subliniat tendinţa din majoritatea ţărilor de a trece la tensiuni cît mai superioare în baza cunoaşterii dezvoltării viitoare a sistemelor electrice. Această tendinţă are ca scop încadrarea construcţiilor actuale în sistemele viitoare prin folosirea la maximum a investiţiilor făcute, aceasta constînd, fie în proiectarea de linii care să fie exploatate o anumită perioadă la tensiuni inferioare, fie de folosirea de stîlpi care în viitor să poată fi adecvaţi pentru tensiuni mai mari.

Din punct de vedere al exploatării, un element important care se desprinde din unele rapoarte, constă în execuţia de lucrări curente sub tensiune la liniile aeriene, mărind în felul acesta, considerabil, durata lor de funcţionare, metodă de altfel care în Uniunea Sovietică şi-a găsit o largă răspîndire.

In ceea ce priveşte aspectele constructive şi de calcul mecanic, a liniilor aeriene, în cadrul conferinţei au fost prezentate materiale tratînd problema acţiunii vîntului asupra conductorilor, a chiciurei, a izolaţiei liniilor aeriene, a materialului conductorilor.

Atît referatele prezentate cît şi discuţiile purtate în cadrul grupei privind liniile aeriene au arătat importanţa cunoaşterii exacte a fenomenelor atmosferice din fiecare ţară. Ca urmare a unor cercetări aprofundate, s-a putut trece la modificarea prescripţiilor existente privind proiectarea liniilor aeriene, care nu erau suficient adaptate la realitatea fenomenelor fizice din fiecare ţară ca : vîntul, chiciura, temperatura etc. Astfel de exemplu încercările efectuate în Suedia şi în Franţa în cursul ultimilor ani au arătat că presiunea vîntului asupra conductorilor este mult inferioară valorii deduse din formulele aerodinamice clasice.

Rezultatele experimentale au condus la ideea introducerii unui factor de corecţie care se aplică intensităţii vîntului fără a compromite siguranţa mecanică a liniilor. Astfel în Belgia s-a adoptat un coeficient de corecţie faţă de valorile maxime ale vîntului de 0,8 pentru suporţi, traverse etc. şi de 0,5 pentru calculul efortului liniilor aeriene, coeficient care rezultă din încercările făcute în Franţa şi în Suedia.

Problema încărcării cu chiciură a liniilor aeriene a fost discutată pe baza materialului furnizat de delegaţia norvegiană care a făcut cercetări experimentale în acest sens.

Aceste cercetări au arătat că liniile care sînt orientate perpendicular pe direcţia vîntului sînt expuse mai mult depunerilor de chiciură decît liniile paralele cu această direcţie. Viteza de depunere a chiciurii dedusă din observaţiile efectuate asupra liniilor experimentale este de 400 g/m/h, viteză care poate atinge uneori 500—1 000 g/m/h.

Ca măsură împotriva chiciurii, după cum se desprinde dintr-un raport al delegaţiei S.U.A., se foloseşte metoda clasică a creşterii temperaturii conductorilor prin curenţii ridicaţi obţinuţi prin scurtcircuitarea unui capăt al liniei.

Discuţii importante s-au dus în jurul rapoartelor privind natura conductorilor : oţel-aluminiu, Aldrey, aluminiu pur.

S-a manifestat ca o tendinţă îngustarea sferei de folosire a conductorilor de oţel-aluminiu în favoarea folosirii aluminiului pur sau a aliajelor sale, după cum se vede în fig. 6, unde se arată, pe ani, cantitatea de Aldrey folosită pentru conductori.

Alegerea justă a nivelului izolaţiei şi a condiţiilor în care trebuie să lucreze aceasta a constituit obiectivul mai multor rapoarte.

Nivelul izolaţiei este în strînsă relaţie cu valoarea cea mai mare a supratensiunilor de

origine internă, care într-o rețea modernă cu neutrul pus direct la pămînt nu trebuie să depășească de trei ori tensiunea simplă de serviciu.

Experiențele făcute în rețelele franceze tind să dovedească posibilitatea adoptării unui nivel

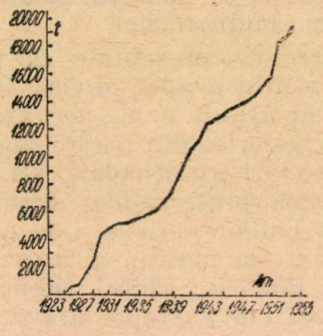


Fig. 6

al izolației inferior valorii $U/\sqrt{3}$, unde U este tensiunea compusă a rețelei cu valoarea cea mai ridicată.

Intrucît ca regulă nivelul minim al izolației corespunde celei mai mari valori a supratensiunilor de comutație calculate pe baza tensiunii celei mai mari, se poate admite un coeficient de reducere datorită faptului că în mod normal supratensiunile interne nu ating aceste valori.

In funcție de aceste considerente, unele rapoarte recomandă să se aleagă distanța minimă la masă și lanțul de izolatori. Prin aceasta se subliniază tendința generală de a se reduce coeficienții de siguranță la dimensionarea liniilor aeriene la valori cît mai apropiate de realitatea din sistemele electrice,evitînd prin aceasta investiții suplimentare legate de mărirea siguranței în exploatare a liniilor electrice.

Un alt aspect important pentru exploatare, care s-a desprins dintr-un raport al delegației belgiene constă în determinarea încălzirii conductorilor liniilor aeriene, în funcție de temperatura aerului și viteza vîntului, insistîndu-se asupra posibilității de supraîncărcare a conductorilor aerieni. Variația capacității de transport a unei linii aeriene de 210 mm² de Ol—Al în funcție de temperatura și viteza aerului, este arătată în fig. 7.

In acest raport se insistă, de asemenea, asupra necesității de coordonare termică a diferitelor elemente conductoare din rețelele electrice, care să nu limiteze sarcina liniilor.

In majoritatea țărilor, concepția asupra construirii liniilor aeriene este în curs de modificare în scopul realizării de linii cît mai economice. Aceste modificări sînt bazate pe experiența exploatării, combinată cu cercetări și studii în stații experimentale.

Electrificarea țării noastre într-un ritm rapid, impune ca rezultatele practicii mondiale în domeniul electrificării să fie adaptate în mod creator la condițiile noastre în scopul scăderii prețului de cost și a ridicării performanțelor

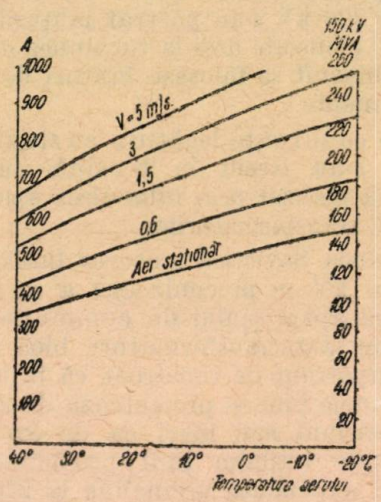


Fig. 7

în exploatare a liniilor și stațiilor electrice.

Expunerea sumară a principalelor probleme care au fost discutate la actuala sesiune a CIGRE nu epuizează bogatul conținut al acestei conferințe, care va trebui studiat în amănunt de către specialiștii noștri, în scopul introducerii în practica noastră de zi cu zi a ultimelor cuceriri ale tehnicii mondiale.

* * *

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ, ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ И КОНСТРУКЦИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛИНИЙ НА 16-ОМ СОВЕЩАНИИ „CIGRE"

Резюме

Анализируются доклады и выступления представленные на 16-ом совещании „CIGRE" по вопросам выключателей, высоких напряжений, а также вопросы конструкций электрических линий.

* * *

DIE PROBLEME DER SCHALTER, HOCHSPANNUNGSANLAGEN UND DER KONSTRUKTION VON HOCHSPANNUNGSNETZEN, AUF DER 16-TEN TAGUNG DES CIGRE

Zusammenfassung

Es werden die auf der 16-ten Tagung des CIGRE gehaltenen Referate und die dort erfolgten Diskussionen bezüglich der Probleme von Schalter, Hochspannungsanlagen und der Konstruktion von Hochspannungsnettzen, analysiert.

Maşini asincrone cu circuitul secundar nesimetric

Ing. A. C. NICOLAIDE

621.313.33

Se studiază problema maşinilor asincrone cu circuitul secundar nesimetric şi se stabilesc formule pentru cuplu în funcţie de tensiune şi parametrii maşinii. Se particularizează pentru cazul secundarului, monofazat şi se stabilesc în acest caz formule mai exacte decît cele uzuale.

Se studiază problema maşinilor asincrone cu circuitul secundar nesimetric şi se stabilesc formule pentru cuplu în funcţie de tensiune şi parametrii maşinii. Aceste formule sînt mai precise decît formulele uzuale, deoarece ţin seama de curentul de magnetizare, ceea ce poate fi uneori foarte util.

Spre deosebire de lucrarea [6], se ţine seama de rezistenţa primarului, obţinîndu-se astfel rezultate cu o valabilitate mai întinsă. De asemenea se face o analiză mai amănunţită a fenomenelor care au loc în maşină.

1. **Generalităţi.** Studiul maşinilor asincrone cu înfăşurarea secundară nesimetrică, prezintă o importanţă deosebită, datorită faptului că nesimetriile rotorice se întîlnesc destul de des.

Nesimetria rotorului se poate datori unui accident, ca ruperea firului unei faze a secundarului maşinii [9], nesimetriei impedanţelor înfăşurării secundare [7] etc.

Această nesimetrie poate fi însă nu numai consecinţa unui accident, ci să fie datorită unei construcţii speciale a maşinii. Astfel este cazul pornirii în asincron a motoarelor sincrone [5], unde înfăşurarea inductorului joacă rolul unui rotor monofazat, sau cazul funcţionării în asincron a unor motoare asincrone sincronizate, caz care se va analiza mai departe, în aplicaţia 2, sau înfine, nesimetria rotorică se poate datori utilizării reostatelor de construcţie nesimetrică (cum sînt reostatele cu rezistenţă numai pe două faze).

2. **Principiul funcţionării motoarelor asincrone trifazate cu circuitul secundar nesimetric.** De la început vom presupune că sistemul de tensiuni aplicat primarului maşinii este un sistem simetric. In general, circuitul primar al maşinii asincrone este constituit de circuitul statoric, iar circuitul secundar, de circuitul rotoric.

Cîmpul învîrtitor Φ_1 produs de primar, avînd viteza unghiulară $\frac{\omega}{p}$, pentru o maşină cu p perechi de poli, induce în circuitul secundar care se roteşte cu viteza $\frac{\omega'}{p}$, un sistem simetric de f.e.m. E_{d2}, de succesiune directă avînd pulsaţia $s\omega$. Aceste forţe electromotoare E_{d2} vor stabili în circuitul secundar un sistem nesimetric de curenţi, datorită faptului că impedanţele circuitului secundar nu formează un sistem simetric. Aceşti curenţi vor avea de asemenea pulsaţia $s\omega$.

Sistemul acesta nesimetric de curenţi secundari se poate descompune într-un sistem de succesiune directă I_{d2} şi unul de succesiune inversă I_{i2}, primul va da naştere unui cîmp direct Φ_{d2} şi al doilea unui cîmp invers Φ_{i2}, care se rotesc faţă de secundarul maşinii, respectiv cu vitezele unghiulare $\frac{s\omega}{p}$ şi $-\frac{s\omega}{p}$.

Cîmpul secundar de succesiune inversă Φ_{i2}, se roteşte faţă de primar cu viteza unghiulară $(1-2s)\frac{\omega}{p}$. Bobinajul primarului împreună cu reţeaua şi generatorii constituie un circuit indus pentru cîmpul invers.

Cîmpul Φ_{i2} va crea, aşa dar, în circuitul alcătuit din bobinajul maşinii, reţea şi generatori, un sistem simetric de f.e.m. E_{i1} care admiţînd că reţeaua este simetrică va stabili un sistem simetric de curenţi I_{i1}, care la rîndul lor vor da naştere unui cîmp învîrtitor, avînd faţă de primar viteza unghiulară de rotaţie egală cu $(1-2s)\frac{\omega}{p}$.

In cazul cînd alunecarea s este pozitivă şi mai mică decît $\frac{1}{2}$, f.e.m. E_{i1} şi curenţii I_{i1} vor avea pulsaţia $(1-2s)\omega$.

Pentru alunecări pozitive şi superioare lui $\frac{1}{2}$, f.e.m. E_{i1} şi curenţii I_{i1} vor avea pulsaţia $(2s-1)\omega$. Dacă însă alunecarea este egală cu $\frac{1}{2}$ cîmpul secundar invers Φ_{i2} este fix, în raport cu primarul şi deci f.e.m. E_1 sînt nule.

Curentul statoric fiind suma a doi curenţi, unul de pulsaţie ω, celălalt de pulsaţie $(1-2s)\omega$, va prezenta bătăi, care se observă uşor la oscilograf, sau chiar la orice ampermetru înseriat pe o fază a primarului.

O maşină asincronă cu circuitul secundar nesimetric, nu are turaţia constantă ci ea variază periodic. Datorită importanţei fenomenului se dau în fig. 1 oscilogramele turaţiei, adică curbele $n = f(t)$, lucru nemaiîntîlnit la alţi autori.

Aceste oscilograme s-au obţinut oscilografiind tensiunea unui dinam tachimetric calat pe arborele maşinii. Oscilograma *a* din fig. 1 arată variaţia turaţiei unei maşini asincrone aflată în sarcină şi avînd rotorul trifazat. Se observă că curba

turației prezintă oscilații dar acestea sînt destul de mici și se datoresc unor cauze străine.

Oscilograma *b* din fig. 1 arată variația turației mașinii la aceeași sarcină, avînd însă o fază la rotor întreruptă.

Se observă că turația prezintă oscilații destul de importante și ele se datoresc nesimetriei

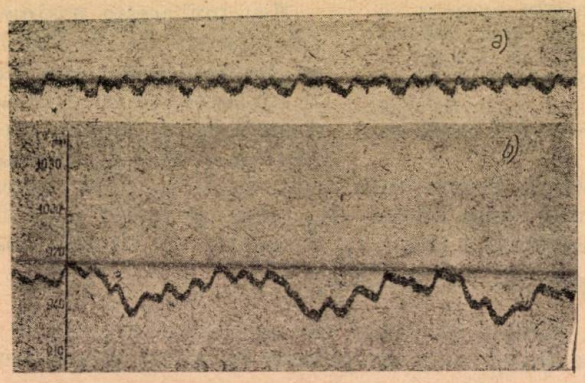


Fig. 1. Oscilograma turației : *a*- pentru rotorul trifazat ; *b*-pentru rotorul monofozat.

cîmpului. Oricare ar fi tipul nesimetriei secundarului, datorită faptului că avem un cîmp alcătuit din suprapunerea unui cîmp direct și a unui cîmp invers, rezultă că atît cuplul cît și turația vor varia cu o pulsație egală cu viteza unghiulară relativă de rotație dintre cele două cîmpuri și anume $\frac{2\omega s}{p}$.

S-a ridicat oscilograma turației pentru motorul cu secundarul monfazat, deoarece în cazul secundarului monofazat nesimetria fiind mai mare decît în orice alt caz de nesimetrie a secundarului și variația turației este mai accentuată.

De pe oscilogramele din fig. 1 se vede că frecvența de variație a turației pentru rotorul monofazat, în cazul experimentat este de aproximativ 2,3 Hz, iar valoarea medie a turației este în acest caz de aproximativ 955 rot/min.

Turația aceleiași mașini cu rotorul trifazat simetric la aceeași sarcină este de 970 rot/min.

Baza de timp care apare pe marginea oscilogramei este de 500 Hz.

Observații. Din cele spuse mai sus, rezultă că putem considera cîmpul invers al circuitului secundar, al mașinii, drept cîmp inductor al unei alte mașini asincrone fictive, al cărei circuit indus este format de primarul mașinii considerate, rețea și generatori.

Viteza unghiulară a cîmpului inductor al mașinii fictive este $\frac{s\omega}{p}$, iar viteza indusului este $(1-s)\frac{\omega}{p}$. Alunecarea corespunzătoare mașinii fictive exprimată în funcție de alunecarea mașinii reale este $\frac{2s-1}{s}$. Urmează că pentru alunecări cuprinse între zero și 1/2, cea de a doua mașină, care este o mașină fictivă, se află în regim de generator și creează un cuplu de frînare iar pentru alunecări cuprinse între 1/2 și 1 se află în regim de motor și corespunde un cuplu motor. Dacă alunecarea este însă egală cu 1/2 atunci viteza unghiulară a cîmpului invers Φ_{i2} este $\frac{1}{2}\frac{\omega}{p}$ față de secundarul mașinii reale și, deci, cîmpul este nemișcat față de primarul mașinii reale considerate. Cuplul corespunzător fluxurilor inverse va fi în acest din urmă caz nul și cum impedanța mașinii fictive corespunzătoare fluxurilor inverse va fi foarte mare (deoarece alunecarea respectivă fiind egală cu unitatea, frecvența curenților indusului coincide cu cea a curenților circuitului inductor), curentul și cuplul mașinii au o valoare foarte redusă.

3. Ecuațiile de funcționare ale mașinii și expresia cuplului. Fie $\bar{Z}_1 = r_1 + jx_1$ impedanța unei faze a primarului, care este simetric și $\bar{Z}_2 = \frac{r_2}{s} + jx_2$ impedanța unei faze a secundarului, de asemenea simetric, raportată la primar, al unei mașini asincrone și $\bar{\zeta}_a$, $\bar{\zeta}_b$, $\bar{\zeta}_c$, impedanțele nesimetrice, conectate în circuitul secundar al mașinii pe cele trei faze, de asemenea raportate la primar.

Vom nota cu $\bar{\zeta}_h$, $\bar{\zeta}_d$, $\bar{\zeta}_i$, impedanțele de succesiune respectiv homopolară, directă și inversă corespunzătoare sistemului de impedanțe $\bar{\zeta}_a, \bar{\zeta}_b, \bar{\zeta}_c$

$$\zeta_a = \frac{r_a}{s} + jx_a\,;\quad \zeta_b = \frac{r_b}{s} + jx_b\,;\quad \zeta_c = \frac{r_c}{s} + jx_c.$$

De asemenea vom nota cu $\bar{Z}_3$ impedanța corespunzătoare circuitului format din înfășurarea primarului mașinii, rețea și generatori, care este străbătut de curenții de succesiune inversă. Avem :

$$\bar{Z}_3 = \frac{r_3}{2s-1} + jx_3,$$

în care r_3 și x_3 cuprind în afară de reactanța de scăpări și rezistența primarului, și elementele corespunzătoare ale rețelei de alimentare, care practic se pot neglija în cazul rețelelor de putere mare față de puterea mașinii.

Notăm cu $\bar{Z}_m$ impedanța circuitului magnetizant al mașinii. Avem :

$$\bar{Z}_m = r_m + jx_m,$$

sau neglijînd pierderile în fier $\bar{Z}_m = jx_m$ și dacă se notează cu b_m susceptanța circuitului magnetizant, avem : $\bar{Z}_m = j\frac{1}{b_m}$.

Utilizînd notațiile mai sus indicate și aplicînd metoda componentelor simetrice [1], se pot scrie ușor ecuațiile de funcționare ale mașinii [3], [6] :

$$\begin{aligned}
U &= \bar{Z}_1 \bar{I}_{d1} - \bar{E}_d \\
\bar{E}_d &= (\bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h)\,\bar{I}_{d2} + \bar{\zeta}_i\,\bar{I}_{i2} \\
jb_m \bar{E}_d &= \bar{I}_{d1} + \bar{I}_{d2} \\
\bar{E}_i &= \bar{Z}_3 \bar{I}_{i1} \qquad (1) \\
\bar{E}_i &= (\bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h)\,\bar{I}_{i2} + \bar{\zeta}_d\,\bar{I}_{d2} \\
jb_m \bar{E}_i &= \bar{I}_{i1} + \bar{I}_{i2}
\end{aligned}$$

In ecuațiile de mai sus $\bar{E}_d$ și $\bar{E}_i$ reprezintă f.e.m. induse în fluxul principal direct și invers

în înfășurarea primară și în cea secundară raportată la primar, evaluate la pulsația ω.

Toate celelalte mărimi sînt de asemenea raportate la primarul mașinii. De asemnea în ecuațiile scrise mai sus, se neglijează pierderile în fier.

Introducem coeficienții de dispersie magnetică [2], [3], [6]:

Avem:

$$\sigma_1 = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_m}; \qquad \sigma_2 = 1 + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_m}.$$

Pentru simplificarea calculului vom utiliza expresia simplificată a mărimii complexe σ_1 care se obține neglijînd rezistența față de reactanța x_1, [8].

In acest caz putem scrie fără a face nici o altă neglijare.

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1}{x_m} \quad \text{sau} \quad \sigma_1 = 1 + b_m x_1$$

$$\bar{\sigma}_2 = 1 + b_m x_3 - j b_m \frac{r_3}{2s-1}$$

și

$$\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} = R + j\frac{1}{\sigma_3}(x_3 + \gamma R)$$

în care:

$$\gamma = b_m \frac{r_3}{2s-1}; \quad R = \frac{\gamma}{b_m(\sigma_3^2 + \gamma^2)}; \quad \sigma_3 = 1 + b_m x_3.$$

Notînd cu $\bar{\eta}$ raportul dintre curentul secundar invers și cel direct și eliminînd pe $\bar{I}_{i1}, \bar{I}_{d1}, \bar{E}_i, \bar{E}_d$ din sistemul (1) rezultă relațiile:

$$U = \left(-\frac{\bar{I}_{d2}}{\sigma_1}\right)\left[\sigma_1 \bar{Z}_1 + \sigma_1^2\left(\bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h + \bar{\eta}\,\bar{\zeta}_i\right)\right]$$

$$O = (-I_{i2})\left(\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} + \bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h + \frac{\bar{\zeta}_d}{\bar{\eta}}\right). \qquad (2)$$

Din sistemul de ecuații (2) rezultă:

$$\bar{\eta} = \frac{\bar{I}_{i2}}{\bar{I}_{d2}} = -\frac{\bar{\zeta}_d}{\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} + \bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h} \qquad (3)$$

și

$$-I_{d2} = \frac{U}{\bar{Z}_1 + \bar{\sigma}_1\bar{Z}_2 + k\bar{\sigma}_1\left(\bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2}\right)} \qquad (3')$$

$$k = \frac{\bar{\zeta}_h + \bar{\eta}\,\bar{\zeta}_i}{\bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2}} = \frac{\bar{\zeta}_h - \frac{\bar{\zeta}_d\,\bar{\zeta}_i}{\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} + \bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h}}{\bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2}} \qquad (4)$$

Deci se poate spune că, curenților de succesiune directă le corespund o mașină asincronă cu impedanțele primară și secundară respectiv $\bar{Z}_1$ $\bar{Z}_2$ cuplată în cascadă cu o altă mașină asincronă avînd ca impedanță primară și secundară respectiv $\bar{k}\,\bar{Z}_2$ și $\bar{k}\,\bar{Z}_3$.

Cuplul este proporțional cu:

$$I_{d1}\, I_{d2} \sin(I_{d1}, I_{d2}) + I_{i1}\, I_{i2} \sin(I_{i1}, I_{i2}).$$

Utilizînd notațiile complexe putem spune că cuplul este proporțional cu partea imaginară a expresiei complexe:

$$\bar{I}_{d1}\,\bar{I}^*_{d2} + \bar{I}_{i2}\,\bar{I}_{i1}$$

și utilizînd relațiile a treia și a șasea, din sistemul de ecuații (1), rezultă că cuplul este proporțional cu partea imaginară a expresiei:

$$(j\, b_m\, \bar{E}_d - \bar{I}_{d2})\,\bar{I}^*_{d2} + (j\, b_m\, \bar{E}_i - \bar{I}_{i1})\,\bar{I}^*_{i1} \qquad (5)$$

deci cuplul este dat de formula

$$M = 3\frac{p}{\omega}\,\mathrm{Re}\left[\bar{E}_d\bar{I}^*_{d2} + \bar{E}_i\bar{I}^*_{i1}\right], \qquad (6)$$

sau înlocuind pe $\bar{E}_d$, $\bar{E}_i$, $\bar{I}_{d2}$, $\bar{I}_{i2}$ cu expresia lor obținută din sistemul de ecuații (1):

$$M = 3\frac{p}{\omega}U^2\frac{\frac{r_2}{s} + |\bar{\eta}|^2 R + \mathrm{Re}(\bar{\zeta}_h + \bar{\eta}\,\bar{\zeta}_i)}{|\bar{Z}_1 + \sigma_1\bar{Z}_2 + \sigma_1(\bar{\zeta}_h + \bar{\eta}\bar{\zeta}_i)|^2} \qquad (7)$$

sau încă:

$$M = 3\frac{p}{\omega}U^2\frac{\frac{r_2}{s} + |\bar{\eta}|^2 R + \mathrm{Re}\left(\bar{\zeta}_h - \frac{\bar{\zeta}_d\,\bar{\zeta}_i}{\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} + \bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h}\right)}{\bar{Z}_1 + \sigma_1\bar{Z}_2 + \sigma_1\left(\bar{\zeta}_h - \frac{\bar{\zeta}_d\,\bar{\zeta}_i}{\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} + \bar{Z}_2 + \bar{\zeta}_h}\right)}. \qquad (8)$$

Intr-o serie de cazuri particulare expresia cuplului se poate pune sub o formă mai simplă.

Presupunînd că mărimea k este reală:

$$M = 3\frac{p}{\omega}U^2\frac{(1+k)\frac{r_2}{s} + (k + |\bar{\eta}|^2)R}{\left[r_1 + (1+k)\sigma_1\frac{r_2}{s} + \sigma_1 R\right]^2 + \left[x + k\sigma_1\left(x' + \frac{1}{\sigma_3}\gamma R\right)\right]^2} \qquad (9)$$

$$x_1 + \sigma_1 x_2 = x; \quad x_2 + \frac{x_3}{\sigma_3} = x';$$

$$\sigma_3 = 1 + b_m x_3; \quad \gamma = b_m\frac{r_3}{2s-1}; \quad R = \frac{\gamma}{b_m(\sigma_3^2+\gamma^2)}$$

La valori mici ale alunecării se observă că R și γ sînt foarte mici, iar r_1 este mic față de $\frac{r_2}{s}$ și formula (9) ia o formă mai simplă:

$$M = 3\frac{p}{\omega}U^2\frac{(1+k)\frac{r_2}{s}}{\sigma_1^2\left((1+k)\frac{r_2}{s}\right)^2 + (x + k\sigma_1 x')^2}. \qquad (10)$$

Dacă neglijăm curentul de magnetizare avem $\sigma_1 = 1$ și formula (9) devine :

$$M = 3\frac{p}{\omega}U^2\frac{(1+k)\frac{r_2}{s}+(k+|\eta|^2)\frac{r_3}{2s-1}}{\left(r_1+(1+k)\frac{r_2}{s}+\frac{r_3}{2s-1}\right)^2+(x+kx')^2} \tag{11}$$

$$x = x_1 + x_2;\ x' = x_2 + x_3.$$

Pentru a utiliza formula (9) trebuie să determinăm pe k și pe η, care dacă ținem seamă de condițiile particulare ale cazurilor pe care le studiem, iau adesea expresii destul de simple.

Aplicația 1. Calculul cuplului unui motor asincron cu o fază a rotorului întreruptă.

Studiul mașinii cu rotor monofazat prezintă o importanță deosebită deoarece înafară de cazul în care această funcționare este accidentală, ea are loc în cazul pornirii în asincron al motoarelor sincrone și al comutatricelor.

Rotorul cu o fază întreruptă îl putem considera ca un rotor având înseriată pe una din faze o rezistență foarte mare, deci avem :

$$\underline{\zeta}_h = \underline{\zeta}_d = \underline{\zeta}_i = \rho$$

și

$$\eta = -\frac{\rho}{\frac{\underline{Z}_3}{\sigma_3}+\underline{Z}_2+\rho} = -\frac{1}{\left(\frac{\underline{Z}_3}{\sigma_3}+\underline{Z}_2\right)\frac{1}{\rho}+1} \tag{12}$$

deoarece $\rho = \infty$ rezultă că $|\eta| = 1$.

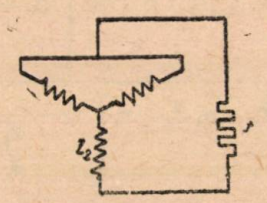


Fig. 2. Schema rotorului cu o fază întreruptă.

Din aceleași motive :

$$k = \frac{\rho - \frac{\rho^2}{\frac{\underline{Z}_3}{\sigma_3}+\underline{Z}_2+\rho}}{\underline{Z}_2+\frac{\underline{Z}_3}{\sigma_3}} = 1. \tag{13}$$

Aplicînd formula (9) avem :

$$M = 3\frac{p}{\omega}U^2\frac{2\frac{r_2}{s}+2R}{\left[r_1+2\sigma_1\frac{r_2}{s}+\sigma_1 R\right]^2+\left[x+\sigma_1\left(x'+\frac{1}{\sigma_3}\gamma R\right)\right]^2} \tag{14}$$

$$x = x_1 + x_2;\ x' = x_2 + \frac{x_3}{\sigma_3};\qquad R = \frac{\gamma}{b_m(\sigma_3^2+\gamma^2)}.$$

$$\sigma_3 = 1 + b_m x_3;\ \gamma = \frac{b_m r_3}{2s-1};$$

Dacă se neglijează curentul de magnetizare, expresia cuplului ia o formă mai simplă și, în baza relației (11) avem :

$$M = 3\frac{p}{\omega}U^2\frac{2\frac{r_2}{s}+2\frac{r_3}{2s-1}}{\left(r_1+2\frac{r_2}{s}+\frac{r_3}{2s-1}\right)^2+(x+x')^2} \tag{14'}$$

$$x = x_1 + x_2;\quad x' = x_2 + x_3.$$

Formula (14') este mai simplă decît relația (14) însă mai puțin precisă decît aceasta, întrucît nu ține seama de curentul de magnetizare.

Vom face acum o comparație între relațiile (14) și (14') pentru a arăta cînd se poate utiliza relația (14') care este foarte comodă și cînd este necesar să recurgem la relația (14) care este mai exactă.

Pentru aceasta vom examina semnul cuplului pentru alunecări cuprinse între zero și 1, mai întîi după relația (14) iar apoi după relația (14')

Expresia de la numărătorul relației (14) se poate pune sub forma :

$$\frac{(4r_2\sigma_3^2+2r_3)s^2-4(4r_2\sigma_3^2+2r_3)s+r_2\sigma_3^2+r_2r_3^2\ b_m^2}{s\left[\sigma_3^2(2s-1)^2+(b_m r_3)^2\right]}$$

Semnul cuplului este dat de semnul trinomului de la numărătorul fracției de mai sus. Discriminantul trinomului este :

$$\Delta = r_3^2 - 8\ r_2 r_3^2\ b_m^2\left(2r_2\sigma_3^2+r_3\right).$$

Condiția necesară și suficientă pentru ca cuplul să fie pozitiv este ca discriminantul Δ să fie negativ, ceea ce are loc pentru valori destul de mari ale lui r_3 astfel încît să fie satisfăcută inegalitatea :

$$8 r_3\ b_m^2\left(2\ r_2\ \sigma_3^2+r_3\right) > 1.$$

Se vede din expresia discriminantului că dacă se neglijează curentul de magnetizare și deci se neglijează b_m atunci discriminantul este pozitiv pentru toate valorile lui r_2. Urmează, deci, că în cazul neglijării curentului de magnetizare curba cuplului va avea totdeauna și o porțiune negativă cuprinsă între $s = 0{,}3$ și $s = 0{,}5$, ceea ce este inexact [5].

Rezultă, deci, că în cazul studierii cuplului în jurul alunecării $s = \frac{1}{2}$ este necesar să se țină seama de curentul de magnetizare.

Pentru a arăta mai bine modul de utilizare al formulelor stabilite anterior, le vom aplica la calculul cuplului unui motor asincron trifazat de construcție normală avînd puterea de 155 kW, 1 500 rot/min tensiunea pe fază 220 V la frecvența de 50 Hz.

Parametrii motorului exprimați în unități relative sînt :

$$r_1 = 0{,}0151 \qquad r_2 = 0{,}014 \qquad b_m = 0{,}307$$
$$x_1 = 0{,}0768 \qquad x_2 = 0{,}087$$

Vom considera cazul frecvent în care puterea rețelei este foarte mare în comparație cu puterea motorului, astfel că avem :

$$r_3 = r_1 \text{ și } x_3 = x_1.$$

Expresia cuplului în unități relative după relația (14) sau (14') este :

$$\frac{M}{M_N} = \frac{2\frac{r_2}{s}+2R}{\left[r_1+2\sigma_1\frac{r_2}{s}+\sigma_1 R\right]^2+\left[x+\sigma_1\left(x'+\frac{1}{\sigma_3}\gamma R\right)\right]^2} \tag{14''}$$

respectiv:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{2\,\frac{r_2}{s} + 2\,\frac{r_3}{2\,s\text{-}1}}{\left(r_1 + 2\,\frac{r_2}{s} + \frac{r_3}{2\,s\text{-}1}\right)^2 + (x + x')^2} \qquad (14''')$$

unde cuplul nominal este:

$$M_N = \frac{3\,p}{\omega}\,U\,I_N$$

celelalte notaţii din relaţiile (14″) şi (14‴) avînd semnificaţia indicată la relaţiile (14) respectiv (14′).

S-au efectuat calculele pentru două valori ale rezistenţei rotorice şi anume pentru r_2 şi pentru $4r_2$.

Curbele reprezentative sînt date în fig. 3.

S-au trasat în fig. 3 curbele corespunzătoare formulelor (14″) (curbele 2 şi 4) în care se ţine seama de curentul de

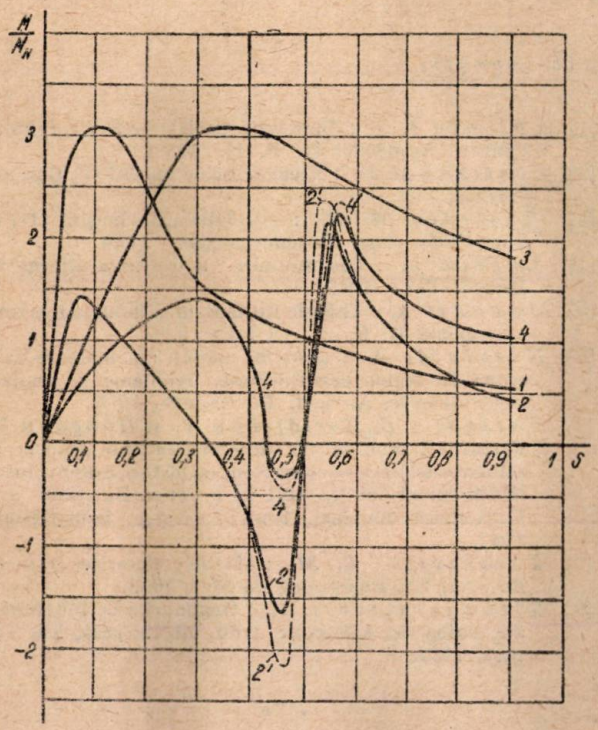


Fig. 3. Curbele reprezentative ale cuplului maşinii: pentru rotor trifazat (curbele *1* şi *3*) şi pentru rotor monofazat (curbele, *2*, *2′*, *4*, *4′*).

magnetizare, cu linie plină, şi cu linie punctată, curbele corespunzătoare formulelor (14‴) în care nu se ţine seama de curentul de magnetizare (curbele 2′ şi 4′). Pe o porţiune destul de mare curbele corespunzătoare formulelor (14″) şi (14‴) practic coincid, aşa că s-a trasat o singură linie. Pentru a scoate mai bine în evidenţă comportarea maşinii cu rotor monofazat, s-au trasat în f.g. 3 şi curbele (1 şi 3) ale cuplului maşinii cu rotor trifazat, pentru rezistenţa secundarului r_2 respectiv $4r_2$.

Se vede că mărimea cuplurilor negative scade o dată cu mărirea rezistenţei secundarului, iar în cazul cînd aceasta este suficient de mare, curba cuplului trece în întregime deasupra axei alunecării. Această micşorare a cuplurilor negative o dată cu mărirea rezistenţei rotorice nu se reflectă în aceeaşi măsură pe curbele cuplului la care se neglijează curentul de magnetizare.

Totuşi şi în acest din urmă caz, se observă că zona cuplurilor negative se îngustează simţitor o dată cu mărirea rezistenţei secundarului.

Din curbele ridicate rezultă că valoarea cuplului maxim în apropierea alunecării $s = \frac{1}{2}$ este sensibil mai mare decît valoarea cuplului maxim din apropiere de sincronism.

Formulele în care se neglijează curentul de magnetizare dau rezultate bune cu excepţia aplicării lor pentru alunecări vecine lui $s = \frac{1}{2}$. In cazul cînd trebuie determinat cuplul cu o precizie mai mare şi, în special, cînd ne interesează valorile cuplului pentru alunecări vecine lui $\frac{1}{2}$ atunci trebuie să recurgem la relaţia (14) sau (14″).

Aplicaţia 2. Unul din sistemele utilizate pentru circuitul de excitaţie rotoric, la maşinile asincrone sincronizate, prevăzute la rotor cu patru inele este cel din fig. 4 [4]:

Excitatricea este montată la aceste maşini în circuitul alcătuit din cele două faze legate în serie. Cea de a treia fază se scurtcircuitează după sincronizare. Dacă în timpul funcţionării, apar supraîncărcări superioare capacităţii de supraîncărcare a motorului în regim sincron, maşina iese din sincronism, continuînd să funcţioneze în asincron.

Cuplul asincron este de obicei de două-trei ori mai mare decît cuplul nominal, aşa încît în cazul cînd cuplul pe care trebuie să-l dezvolte maşina este inferior cuplului maxim asincron, maşina continuă să funcţioneze pînă ce supraîncărcarea încetează şi maşina intră din nou în sincronism. Este aşa dar foarte important să cunoaştem valoarea cuplului maxim asincron, pentru valori mici ale alunecării, în cazul cînd rotorul prezintă o nesimetrie de tipul celei indicate în fig. 4.

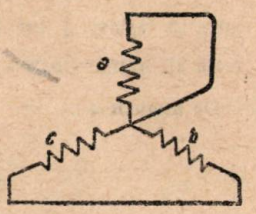


Fig. 4. Schema conexiunii fazelor rotorului nesimetric din aplicaţia 2.

Utilizînd aceleaşi notaţii ca mai sus vom stabili mai întîi ecuaţiile de funcţionare ale maşinii, neţinînd seama de impedanţa excitatricei.

In cazul de faţă circuitul primar este circuitul statoric la circuitul secundar, circuitul rotoric.

Pentru circuitul statoric avem:

$$U = \bar{Z}_1 \bar{I}_{d1} - \bar{E}_d \qquad (15$$

Pentru circuitul rotoric dacă considerăm toate mărimile raportate la stator avem:

$$\bar{E}_d + \bar{E}_i = \bar{Z}_2\,\bar{I}_{2a}.$$

$$a^2\bar{E}_d + a\bar{E}_i - \bar{Z}_2 I_{2b} = a\bar{E}_d + a^2\bar{E}_i - \bar{Z}_2\bar{I}_{2c} \qquad (16)$$

$$\bar{I}_{2b} = -\bar{I}_{2c}$$

în care $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ iar indicii a b, c, indică fazele corespunzătoare.

Curenţii $\bar{I}_{2a}$, $\bar{I}_{2b}$, $\bar{I}_{2c}$ sînt legaţi prin relaţiile:

$$\bar{I}_{2a} = \bar{I}_{h2} + \bar{I}_{d2} + \bar{I}_{i2}$$

$$\bar{I}_{2b} = \bar{I}_{h2} + a^2\bar{I}_{d2} + a\bar{I}_{i2}$$

$$\bar{I}_{2c} = \bar{I}_{h2} + a\bar{I}_{d2} + a^2\bar{I}_{i2}$$

înlocuind pe $\bar{I}_{2b}$ şi $\bar{I}_{2c}$ în ecuaţiile (16) şi eliminînd pe $\bar{I}_{h2}$ obţinem, după ce se efectuează toate calculele:

$$\bar{E}_d = \left(1 + \frac{1}{4}\right)\bar{Z}_2\,\bar{I}_{d2} + \frac{1}{4}\bar{Z}_2\,\bar{I}_{i2}$$

$$\bar{E}_i = \frac{1}{4}\,\bar{Z}_2\bar{I}_{d2} + \left(1 + \frac{1}{4}\right)\bar{Z}_2\,\bar{I}_{i2}. \qquad (17)$$

Comparînd ecuaţiile (17) cu ecuaţiile (1) rezultă că maşina cu dezechilibrul circuitului rotoric de tipul celui indicat în fig. 4. este echivalentă cu o maşină avînd înseriată pe una din fazele rotorului impedanţa $\bar{\zeta}_a = \frac{3}{4}\,\bar{Z}_2$.

În acest caz avem:

$$\bar{\zeta}_h = \bar{\zeta}_d = \bar{\zeta}_i = \frac{1}{4}\,\bar{Z}_2.$$

Acestea o dată stabilite, pentru a calcula cuplul maxim la valori mici ale alunecării, putem aplica relaţia (10) după ce se calculează în prealabil $|\bar{\eta}|$ şi $|\bar{k}|$ respectiv cu formulele (3) şi (4).

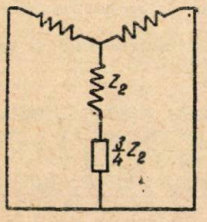


Fig. 5. Schema echivalentă a rotorului nesimetric din aplicaţia 2.

$$\bar{\eta} = \frac{-\frac{1}{4}\bar{Z}_2}{\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} + \bar{Z}_2 + \frac{1}{4}\bar{Z}_2}.$$

Deoarece la alunecări mici $\frac{r_3}{2s-1}$ este neglijabil faţă de $\frac{r_2}{s}$, iar partea reală a lui $\bar{Z}_2$ este mult mai mare decît partea imaginară, cu aproximaţie acceptabilă, putem admite că valoarea lui $\bar{\eta}$ este dată de raportul părţilor reale ale numărătorului şi numitorului şi obţinem $|\bar{\eta}| \approx \frac{1}{5}$.

De asemenea:

$$\bar{k} = \frac{\frac{1}{4}\bar{Z}_2 - \frac{\frac{1}{4}\bar{Z}_2 \frac{1}{4}\bar{Z}_2}{\frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2} + \bar{Z}_2 + \frac{1}{4}\bar{Z}_2}}{\bar{Z}_2 + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{\sigma}_2}}.$$

In baza unor consideraţii analoge celor de mai sus, găsim $|\bar{k}| \approx \frac{1}{5}$. Deci, admiţînd neglijările de mai sus şi observînd că pentru valori mici ale alunecării avem $\gamma \approx 0$ şi $R \approx 0$, după relaţia (10):

$$M = 3\frac{P}{\omega}U^2 \frac{\frac{6}{5} \cdot \frac{r_2}{s}}{\sigma_1^2\left(\frac{6}{5} \cdot \frac{r_2}{s}\right)^2 + \left(x + \sigma_1 \cdot \frac{1}{5}x'\right)^2}.$$

Dacă neglijăm reactanţa reţelei şi a generatorului avem $x = x'$ şi deci cuplul maxim este:

$$M_{max} \approx 3\frac{P}{\omega}U^2 \frac{1}{2\sigma_1 \frac{6}{5}x}$$

$$x = x_1 + x_2.$$

Dar cuplul maxim al aceleaşi maşini funcţionînd în regim asincron şi avînd circuitul rotoric simetric este:

$$M_{max} = 3\frac{P}{\omega}U^2 \frac{1}{2\sigma_1 x}$$

$$x = x_1 + x_2$$

şi deci tipul de motor asincron sincronizat examinat, în cazul cînd iese din sincronism şi funcţionează mai departe în asincron, prezintă un cuplu maxim de aproximativ $\frac{5}{6}$ sau 0,833 ori cuplul maxim asincron, al aceleeaşi maşini cu circuitul rotoric simetric, ceea ce concordă cu rezultatele experimentale.

Incercările experimentale efectuate de noi, pe o maşină asincronă de 4,5 kW, $U = 380/220$ V şi 940 rot/min folosind rotorul ca primar şi statorul ca secundar, întrucît nulul la stator era accesibil, în timp ce la rotor nu, rotorul avînd numai trei inele, au dat pentru raportul celor două cupluri maxime, valoarea 0,845.

Rezultatul obţinut din calcul este, deci, acoperitor.

Concluzii. Metoda de calcul a cuplului indicată mai sus permite determinarea destul de uşoară a cuplului, printr-o metodă unitară de calcul, în cazul maşinilor asincrone cu circuitul secundar nesimetric. Ea este în special recomandabilă în cazul cînd se obţin pentru coeficienţii k şi η expresii simple, ceea ce se întîmplă de altfel în majoritatea cazurilor întîlnite în practică.

Bibliografie

[1] *Antoniu I. S.* : Chestiuni speciale de electrotehnică Editura Academiei R. P. R., 1956.

[2] *Costenco M. P.* : Electriceschie maşini (1) Gosenergoizdat.

[3] *Costenco M. P.* : Electriceschie maşini (II) — Speţialnaia ciast. Gosenergoizdat, 1949.

[4] *Lagron L.* : Les moteurs a courants alternatifs, Dunod, Paris, 1949.

[5] *Mauduit A.* : Théorie du moteur d'induction a rotor monophasé R. G. E., 16 iulie 1929.

[6] *Nicolaide A.* : Calculul cuplului la motoare asincrone în regim dezechilibrat, Probleme şi realizări electrotehnice, A. S. I. T., Craiova, 1956.

[7] *Parteni A. C., Corlăţeanu V.* şi *Hanganu V.*: Perturbări produse de funcţionarea unui grup motor asincron trifazat — compresor cu piston, asupra intensităţii curentului absorbit de la reţea. Buletinul Şcolii Politehnice din Iaşi, tom. 2, fasc.1, ianuarie-iulie, 1947.

[8] *Piotrovschi L. M.* : Maşinile electrice, trad. din lb. rusă, Ed. Energetică de Stat, 1953.

[9] *Siromiatnicov I. A.* : Regimurile de funcţionare ale motoarelor asincrone, trad. din lb. rusă, Ed. Tehnică, 1952.

* * *

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С НЕСИМЕТРИЧНЫМ ВТОРИЧНЫМ КОНТУРОМ

Ревюме

В статье анализируется вопрос асинхронных машин с несимметричным вторичным контуром и устанавливаются формулы для момента в зависимости от напряжения и параметров машины. Описывают частный случай вторичного, одной фазового контура, а и выводят формулы более точные общепринятых.

* * *

ASYNCHRONMASCHINEN MIT UNSYMETRISCHEM SEKUNDÄRKREIS

Zusammenfassung

Es werden zunächst die Probleme der Asynchronmaschinen mit unsymetrischen Sekundärkreis behandelt und dann die Formeln für das Moment der Maschine in Funktion von Spannung und andern Parametern festgesetzt. In Besondern wird der Fall des Einphasensekundärkreises behandelt, für welchen genauere Formeln als die üblich angegebenen, ermittelt werden.

Studiul comparativ al metodelor de calcul ale cîmpului electromagnetic în unde metrice, cu aplicaţie la 100 MHz

Ing. G. IONESCU

621.396.11.029.62

Se face o expunere critică a metodelor de calcul ale cîmpului electromagnetic insistînd asupra modului de punere a problemei în acest calcul, şi preciziei ce se poate obţine. Se calculează cîmpul prin mai multe metode pentru 10^8 MHz şi anumite date standard, făcîndu-se comparaţie cu datele experimentale ale F.C.C. Se trag anumite concluzii referitoare la posibilităţile de a face un calcul „exact" şi la domeniul de valabilitate al diferitelor metode.

Studiul se adresează inginerilor de radiocomunicaţii care se ocupă cu probleme de propagare în unde metrice.

Scopul său este de a stabili cu o suficient de bună aproximaţie, care sînt limitele de aplicabilitate ale diverselor metode de calcul ale cîmpului între 30 şi 300 MHz, care sînt variaţiile accidentale la care trebuie să ne aşteptăm şi de a da o serie de curbe medii, practice, care să poate fi folosite în munca de proiectare.

Simultan se vor examina : unele aspecte fizice ale problemei, limitele de precizie cu care se poate determina cîmpul la o distanţă dată, precum şi valoarea reală a diferitelor ipoteze în care se face teoretic calculul cîmpului electromagnetic.

Există numeroase metode de calcul ale cîmpului, date sub forma de nomograme, abace sau chiar sub forma de curbe care dau direct valoarea cîmpului în anumite condiţii fixate. Diversitatea rezultatelor ce se obţin prin diferitele metode, pun în dificultate pe inginerul care trebuie să calculeze o reţea de emiţători în unde metrice. (Televiziune 48—87,5 MHz, primele 6 canale; Radiodifuziunea cu MF (87,5—100 MHz); Radiorelee în unde metrice (200 MHz, de exemplu) etc.).

Rezultatele obţinute prin diferitele metode sînt departe de a fi concordante, iar cîmpul electromagnetic pe care fiecare metodă îl dă drept „cel mai probabil" sau „în acord cu rezultatele experimentale", diferă de la metodă la metodă cu 5—10 dB pentru distanţe sub d_0 (în care d_0 este distanţa pînă la orizont), aproximativ cu 10 dB la orizont, ajungînd ca dincolo de orizont, neconcordanţa să atingă 30—40 dB.

1. Punerea problemei

Intensitatea cîmpului la o distanţă dată este rezultanta vectorială a diferitelor componente prin care se face propagarea (de exemplu în teoria geometrică este rezultanta razei directe şi a celei reflectate). După drumul urmat, diferitele componente pot fi afectate în mod deosebit de factorii de sol, atmosferici sau ionosferici.

Trebuie menţionat, că înafară de propagarea prin unda de sol, în unde metrice propagarea se mai poate face printr-o undă troposferică, şi chiar printr-o undă ionosferică (prin reflexie). In unde metrice s-au constatat experimental reflexii în straturile $E_{s\text{-}oradic}$ şi F_2, care merg pînă la 100 MHz; aceste fenomene se pot produce sporadic chiar şi în unde centimetrice (radar) şi explică interferenţele la distanţe de ordinul 2 000 km, observate în ultimii ani [1, 2, 3].

Insfîrşit, la distanţe mari, dincolo de orizont, cîmpul este cu aproximativ 50—90 dB sub cel din spaţiul liber, dar cu 50—60 dB peste cel calculat după teoria propagării deasupra unui sol regulat sferic (după datele lui K. Bullington [4]). La aceste frecvenţe, calitatea transmisiei începe să nu mai fie afectată de zgomotul atmosferic, ci mai curînd de nivelul de zgomot al căii (zgomotul propriu al aparatajului folosit).

Mai mult, încercările au arătat că se pot stabili legături, adică putem avea cîmpuri destul de puternice la distanţe de sute de km (pînă la circa 1 000 km) cu puteri mici (zeci de waţi) ceea ce prezintă mult interes pentru legăturile prin radiorelee.

Pentru apariţia acestui cîmp atît de puternic la distanţă mare, s-au dat două explicaţii :

— propagarea la distanţă mare şi lungimi de undă mici s-ar face prin dispersia produsă de neomogenităţile omniprezente în atmosferă (vapori de apă, praf, diferenţe de densitate etc.);

— posibilitatea reflexiilor interne troposferice; troposfera este în condiţii standard un mediu stratificat orizontal datorită acţiunii gravitaţiei, care face ca densitatea şi deci indicele de refracţie să varieze monoton cu înălţimea. La cîmpul rezultat contribuie şi unda difractată care după teoria lui Huygens este rezultatul contribuţiilor tuturor punctelor de pe o suprafaţă de undă, fiecare punct fiind considerat ca o nouă sursă de radiaţie. Cîmpul de dincolo de orizont este considerat ca o sumă infinită de astfel de termeni, sursele de radiaţie fiind localizate pe suprafaţa pămîntului.

Mai semnalăm şi teorema lui Kirchhoff, după care pe măsură ce lungimea de undă tinde

către lungimea de undă a luminii (adică în special pentru lungimi mici de undă), propagarea undelor se face la fel cu propagarea luminii, adică fenomenele încep să se preteze la o reprezentare geometrică. Pe această teoremă se bazează teoria geometrică, după care cîmpul ar fi rezultatul compunerii unei unde directe şi al unei unde reflectate de sol.

La această complexitate a problemei se mai adaugă următoarele fapte conexe:

— pămîntul nu este nici plan, nici perfect sferic, aşa cum presupun toate teoriile, ci sferic şi rugos (cu asperităţi) al căror efect devine cu atît mai important cu cît lungimea de undă este mai mică, şi deci, cu cît relieful este mai neregulat, aşa cum este aproape totdeauna cazul la radiorelee; sfericitatea introduce şi ea un factor de corecţie care creşte cu distanţa;

— „constantele solului" sînt departe de a fi constante; ele variază în timp (cu anotimpul) şi în spaţiu (cu locul geografic);

— propagarea se poate face nu numai pe două căi, ci pe mai multe căi, datorită reflexiilor multiple, mai ales dacă terenul este accidentat (sau în oraşe);

— atmosfera nu este nici omogenă şi nici stratificată după vreo lege exactă, ci este neomogenă şi turbulentă, straturile troposferice (care aici interesează mai mult) fiind şi cele mai neomogene şi avînd o densitate variabilă şi cu locul geografic, nu numai cu înălţimea; această situaţie face posibilă apariţia unor fenomene mai puţin obişnuite, ca de exemplu efectele de ghidaj în vecinătatea coastelor mării, care fac ca propagarea să devină posibilă la distanţa de ordinul 2 000—3 000 km [2];

— variaţiile (sau gradientului) de temperatură;

— variaţiile de umiditate;

— turbulenţele accidentale ale atmosferei, (furtuni, creşterea activităţii solare etc.).

Din toate aceste cauze, cîmpul electromagnetic variază în timp şi spaţiu; se pare că probabilitatea existenţei unor anumite stări fizice urmează o lege de probabilitate aşa zisă „normală" adică după curba în formă de clopot stabilită de Gauss. De obicei, cînd această curbă se referă la cîmpul electromagnetic, se dă însă o altă curbă (fig. 1 şi 2) stabilită după aceeaşi lege, care dă probabilitatea ca cîmpul electromagnetic să depăşească o anumită valoare într-o fracţiune din timp, care reprezintă suprafaţa dintre curba Gauss şi axa timpului pînă la abscisa considerată (de exemplu pînă la 10% din timp).

Curbele experimentale se dau pentru valori de cîmp depăşite 1%, 10%, 50%, 90% şi 99% din timp (de exemplu curbele de la Stockholm) sau pentru 50% din timp 50% din spaţiu (de exemplu curbele F.C.C.). Probabilitatea 50% din spaţiu trebuie înţeleasă în modul următor: în 50% din amplasamentele situate la acea distanţă de emiţător valoarea cîmpului va fi mai mare decît cea indicată, iar în 50% din amplasamente va fi mai mică sau egală cu valoarea indicată.

Prin „teren mediu accidentat" trebuie înţeles un teren pe care există obstacole de dimen-

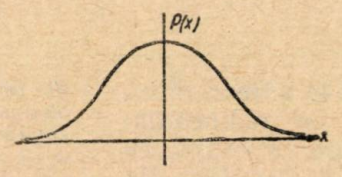


Fig. 1. Clopotul lui Gauss: curba de repartiţie $\rho(x)=\frac{h_e}{\sqrt{\pi}}e^{-h^2x^2}$ după [20].

siuni comparabile cu lungimea de undă, ocupînd circa 50% din suprafaţa terenului.

Pentru a vedea dacă reflexia are un caracter difuz, se poate folosi criteriul lui Rayleigh.

In esenţă, concluziile relativ la modul de a pune problema sînt următoarele:

a) Nici o teorie aplicabilă pentru calculul ingineresc nu poate ţine seama de toate feno-

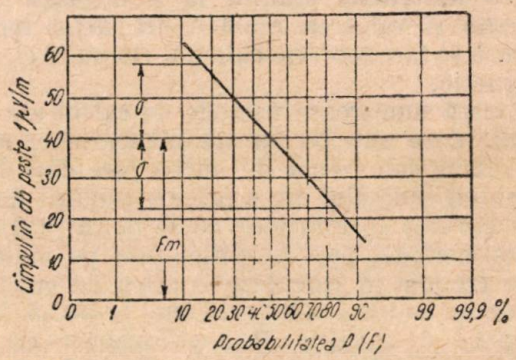


Fig. 2. Graficul unei repartiţii logaritmice normale:

$$P(F)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\int_F^{\infty} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{f-F_m}{\sigma}\right)^2} df,$$ după [20].

menele conexe propagării; de aceea, diferitele teorii fac anumite ipoteze simplificatoare, pentru a uşura tratarea matematică a problemei. In măsura în care factorii neglijaţi au o pondere mică în rezultatul final, teoria se verifică experimental. Din curbele calculate pentru unde metrice va reieşi că diferitele teorii nu s-au putut pune încă de acord cu rezultatele experimentale, pentru valorile cîmpului la distanţe mari. De exemplu pentru $\lambda = 1$ m şi distanţe peste 300 km, valorile practice sînt cu circa 90 dB deasupra celor teoretice [4].

Neconcordanţa se explică uşor, dacă ţinem seama de faptul că teoriile actuale nu iau în consideraţie decît difracţia şi refracţia, pe cînd în realitate cîmpul se propagă la distanţă mare prin

dispersie, reflexii interne troposferice, ghiduri de undă naturale etc.

b) Ca şi în unde decametrice, la prevederea frecvenţei maxime utilizabile (M U F) sau la prevederea zonelor de fading, prevederile care

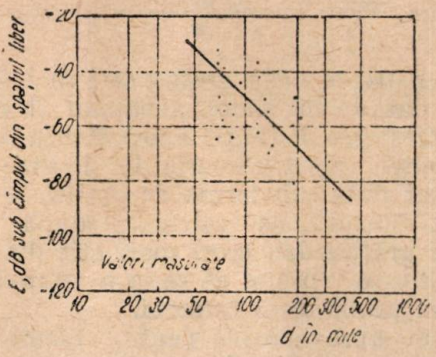


Fig. 3. Nivelul semnalului mediu în banda 40—300 MHz.
$h_{recepţie}$ = 30—40 picioare (10—13 m);
h_{emisie} = 500 picioare (~160 m)
(Coincidenţa curbelor FCC corectate cu rezultatele experimentale ale lui Bullington [4].

se pot face în unde metrice sînt de aceeaşi valabilitate, adică precizia prevederii este aproximativ de ordinul celei cu care meteorologii pot face prevederea timpului. (Remarc în treacăt, că factorii care afectează propagarea variază în mod statistic, la fel cu cei care intervin în meteorologie cu care uneori sînt identici, ca de exemplu temperatura, indicele de refracţie atmosferic etc.).

c) Din toate aceste cauze, sînt foarte explicabile variaţiile mari de cîmp care se observă practic în funcţie de timp şi spaţiu; de aceea nu trebuie să ne aşteptăm ca valorile măsurate să fie prea „constante". Ele variază statistic în timp şi spaţiu şi trebuie un număr enorm de măsurători, pentru a stabili curbe apropiate de anumite valori medii (pentru curbele date de F.C.C. au fost făcute aproximativ 159 000 de măsurători, de-a lungul a peste 1 000 de trasee terestre [7]). Curbele care aproximează rezultatele experimentale trec printr-o întreagă zonă acoperită de punctele măsurate; pentru exemplificare se redă în fig. 3 verificarea experimentală a unei curbe F.C.C. făcută de K. Bullington; punctele reprezintă valori măsurate.

d) Diferitele metode teoretice pot aproxima mai mult sau mai puţin exact condiţiile de propagare reale; sînt de aşteptat deosebiri cu atît mai mari între rezultatele diferitelor metode cu cît ipotezele lor sînt mai diferite. Ele ating 10—15 dB de la metodă la metodă, şi tot atît faţă de datele experimentale pentru 50% din spaţiu şi 50% din timp care se dau de obicei. Dincolo de orizont şi pentru înălţimi ale antenelor mai mari de 1 000 m, diferenţele sînt mult mai mari, devenind prohibitive. Ca ordin de mărime, variaţiile cîmpului electromagnetic sînt de aproximativ ±8 dB pînă la circa 100 km, ±12 dB pînă la circa 150 km, ajungînd ca în oraşe (teren foarte accidentat), variaţiile să fie de ±15 dB, la distanţe sub 10 km. Se vede uşor că se pot lua mai multe curbe care să aproximeze mai mult sau mai puţin exact rezultatele experimentale; în acest sens trebuie înţeleasă „concordanţa" tuturor metodelor teoretice cu datele experimentale. Variaţiile foarte mari ale cîmpului la recepţie, permit „coincidenţe" aproape oricît de bune dorim; însă din însăşi modul de punere al problemei, se vede că nu se poate trece de un anumit grad de precizie, care poate fi aproximat la circa ±5 dB pentru distanţe sub 100 km şi ±15 dB pentru distanţe de ordinul 300 km aşa încît pretenţiile de „calcul absolut exact" sînt lipsite de realitate; un calcul riguros ne poate da rezultate „exacte" în limitele arătate (cu aproximaţie) mai sus.

2. Ipotezele de calcul teoretice

In cazul cîmpului real, se fac o serie de ipoteze simplificatoare considerînd anumite condiţii fizice idealizate pentru a putea face calculul matematic. Astfel:

— toate datele se raportează la o atmosferă „normală" adică în care gradientul $\frac{dn}{dh}$ de creştere al indicelui de refraţie n, este $0{,}0393 \times 10^{-6}$ m^{-1}, admiţînd că troposfera este stratificată regulat;

— se admite că suprafaţa pămîntului este sferică regulată;

— se admite că pămîntul este omogen din punct de vedere al proprietăţilor electrice;

— se admite că fenomenul de refracţie într-o atmosferă stratificată poate fi ţinut în seamă luînd o rază fictivă a pămîntului de 4/3 ori mai mare decît raza reală, considerînd de data aceasta atmosfera omogenă;

— se admite că ionosfera nu are nici o influenţă asupra propagării în unde metrice.

In realitate, chiar şi la aceste frecvenţe, ionosfera reflectă şi difuzează undele electromagnetice; pămîntul nu este regulat şi nici omogen din punct de vedere electric, iar atmosfera nu este liniştită şi stratificată, ci turbulentă. In sfîrşit, cîmpul se propagă prin dispersie în troposferă şi în stratul ionosferic, fenomen de care nu se ţine absolut de loc seama. In ultimii ani, o serie de experienţe au arătat posibilitatea propagării în unde metrice şi decimetrice prin dispersie, pînă la circa 1 500 km, cîmpul avînd valori mult mai mari decît cele calculate prin teoria difracţiei, fenomen de mare interes pentru radiorelee [10] şi [11].

3. Metode de calcul

Calculul cîmpului prin difracţie (prezentat după [9]).

Cercetările riguroase teoretice, în ipotezele stabilite mai sus au fost începute de Sommerfeld în 1909, care, ţinînd seama de influenţa pămîntului a dat pentru mărimea cîmpului seria:

$$\sum_{n=0}^{\infty} C_n \zeta_n^{(1)}(k_1 r)\cdot P_n \cos\theta = \sqrt{\frac{\pi}{2k_1 r}} \sum_{n=0}^{\infty} C_n H_n^{(1)} + \frac{1}{2}(k_1 r)\cdot P_n \cos\theta,$$

în care fiecare termen depinde de o funcţie Bessel sferică sau Hankel, termenii avînd semnificaţiile:

a — raza pămîntului;
r — distanţa la centrul pămîntului;
θ — unghiul la centru între emiţător şi receptor.

Coeficienţii C_n, depind de ε, σ şi k_1 $\left(k_1 = 2\frac{\pi}{\lambda}\right)$ într-un mod mai complicat.

Seria aceasta este foarte lent convergentă şi nu poate fi folosită pentru calculul direct al cîmpului; după o serie de transformări şi lucrînd cu diferite aproximaţii pentru funcţii (aproximaţia tangentei sau aproximaţia lui Hankel), mai mulţi matematicieni au reuşit să transforme această serie într-o serie mai rapid convergentă şi să calculeze valoarea cîmpului electromagnetic. Se cunosc astfel o serie de lucrări ale lui Love, Wattson, Van der Pol, Bremmer, Eckersley, Vvedensky, Fock, Hufford. Lucrările mai laborioase ale lui Bremmer [12] au dus la o formulă de calcul de forma:

$$E = 787\,000\sqrt{m}\left|\sum_{s=0}^{\infty}\frac{h(\mu_s+m_1^2)\,h(\mu_s+m_2^2)\,e^{i\mu_s m}}{\mu_s\,h^2(\mu_s)+h'(\mu_s)}\right| \quad [\mu V/m]$$

în care

$$m = 0{,}03581\; dm\; \lambda_m^{-1/3}$$
$$m_1 = 0{,}145\; h_1^{1/2}\; \lambda_m^{-1/3}$$
$$m_2 = 0{,}145\; h_2^{1/2}\; \lambda_m^{-1/3}$$

formulă care pentru noi are numai o valoare informativă întrucît calculele sînt foarte complicate; menţionăm că curbele CCIR 1955 au fost calculate cu un calculator electronic, întrucît funcţiile $h(z)$, adică termenii seriei au forma:

$$h(z) = \frac{2\sqrt{2i}}{\sqrt{\pi}}\, s^{-\frac{1}{6}}\, A(s)\cos\left\{s - \frac{\pi}{4} - \varphi(s)\right\}$$

în care s este ordinul termenului, iar

$$A(s) \sim 1 - \frac{0{,}034722}{s^2} + \frac{0{,}055098}{s^4} - \ldots\ldots$$

$$\varphi(s) \sim \frac{0{,}069444}{s} - \frac{0{,}035526}{s^3} + \ldots\ldots$$

O încercare de a găsi grafice care să dea direct cîştigul dat de înălţimea antenelor şi slăbirea dată de creşterea distanţei a fost făcută la Institutul pentru calcul numeric din Roma; rezultatele sînt date sub forma de grafice şi tabele în [13]. Rezultatele calculate după aceste tabele şi grafice dau erori mari atît din citire, cît şi datorită faptului că seria se aproximează numai cu primii 2—3 termeni.

Formule aproximative pentru calculul după această metodă (folosind seria reziduurilor introdusă de Wattson) au fost date şi de H. Bremmer în [12] însă şi cu aceste formule calculul este dificil (se lucrează în complex, iar argumentele funcţiilor sînt un număr complex la puterea 3/2). Rezultatele calculate după metoda din [13] şi metoda lui Bremmer sînt date la punctul următor.

Toate aceste metode se bazează pe afirmaţia precum cîmpul electromagnetic se propagă în jurul pămîntului numai prin difracţie, în consecinţă, dau erori foarte mari dincolo de orizont.

Ca o caracteristică generală, metodele de calcul prin difracţie dau cîştiguri exagerat de mari de înălţime ale antenelor pentru înălţimi $h > 1\,000$ m şi slăbiri exagerate de distanţă dincolo de orizont.

Metoda optică. Presupunem că propagarea se face numai prin două unde:
— o undă directă (TR) şi
— o undă reflectată (TPR), restul ipotezelor fiind identice cu cele de mai sus; se ajunge la o expresie a cîmpului de forma:

$$E = \frac{222\,000}{d_0}\left|1 + G_{div}\frac{d_0}{d_1+d_2}\,R(\tau_2)\,e^{2\pi i\frac{\Delta}{\lambda}}\right| \left[\frac{\mu V}{m}\right]$$

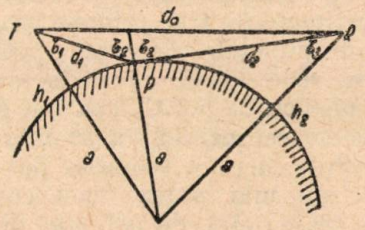


Fig. 4. Metoda optică.

în care:

d_0, d_1, d_2, τ_i, a au semnificaţiile din fig. 4;
G_{div} — coeficientul de slăbire datorit reflexiei pe o suprafaţă convexă, cum este cea a pămîntului;
$R(\tau_2)$ — coeficientul de reflexie al lui Fresnel;
$\Delta = d_1 + d_2 - d_0$ (diferenţă de drum).

In această metodă un parametru important este distanța la orizont care este dată de formula (pentru $k = 1{,}33$):

$$D_0 = 4{,}121\ (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ [\text{km}]$$

în care h_1 și h_2 sînt înălțimile celor două antene.

Această metodă geometrică este folosită de Vvedenski [8] la stabilirea formulelor de reflexie; o variantă a fost folosită de inginerul francez Ortusi [14] pentru a stabili cîmpul, ca diferența între cîmpuri în spațiu liber și un factor de atenuare datorit reflexiei.

Alte metode. Altă ipoteză consideră că propagarea cîmpului deasupra unui obstacol se face

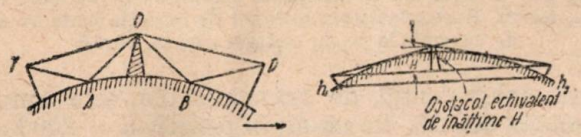


Fig. 5. Stabilirea înălțimii obstacolului echivalent.

prin 4 unde, așa cum consideră, de exemplu, Murakami [15 și 16] (fenomenul difracției

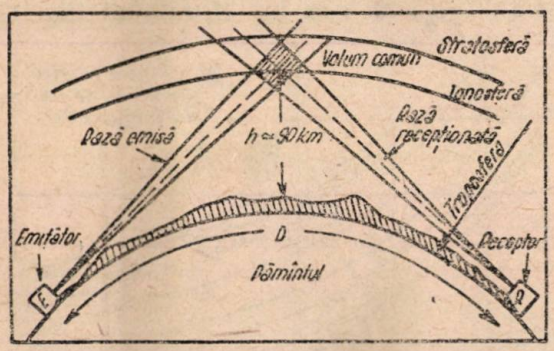


Fig. 6. Drumul unei raze propagate prin dispersie, după [21].

deasupra unei lame de cuțit). Cele 4 unde sînt:

T O R

T A O R

T O B R

T A O B R

Dacă se consideră ca obstacol însăși marginea pămîntului, se ajunge la un factor de slăbire al cîmpului datorită obstacolului, ca și în cazul unei difracții ordinare.

Cîmpul la distanță dat de difracție necorespunzînd cu cel real se consideră cîmpul propagat prin dispersie.

Anume, se consideră contribuția tuturor surselor care produc dispersie, de la înălțimea h a stratului pînă la infinit.

Metoda nu este încă bine pusă la punct, dar se vede din fig. 7 și 8, că datele medii experimentale ale lui Bullington concordă destul de bine cu rezultatele teoretice ale lui Gordon (Teoria dispersiei) pe cînd diferențele față de

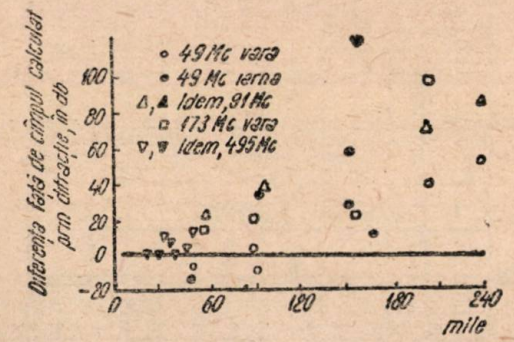


Fig. 7. Diferența între cîmpul calculat prin difracție și cel măsurat mediu, după [22].

rezultatele teoriei difracției ating de la 40 pînă la 80 decibeli la 180 mile ≃ (290 km).

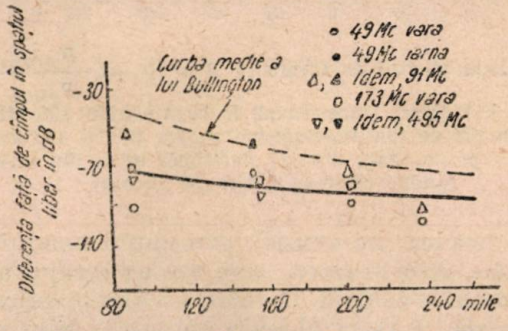


Fig. 8. Comparație între semnalele medii măsurate (pentru vară) și teoria dispersiei lui Gordon, după [22]. Vara k = 1,4; iarna k = 1,33.

4. Condițiile de calcul ale cîmpului

Pentru a putea compara rezultatele diferitelor metode s-a calculat cîmpul în anumite situații standard, lucrînd în ipoteza că:

$$f = 100\ \text{MHz};\ (\lambda = 3\text{m}).$$

Puterea aparentă radiată PAR = 1 kW, pentru un dipol $\frac{\lambda}{2}$; cîmpul a fost plasat în ordonate, în dB față de 1 μV/m.

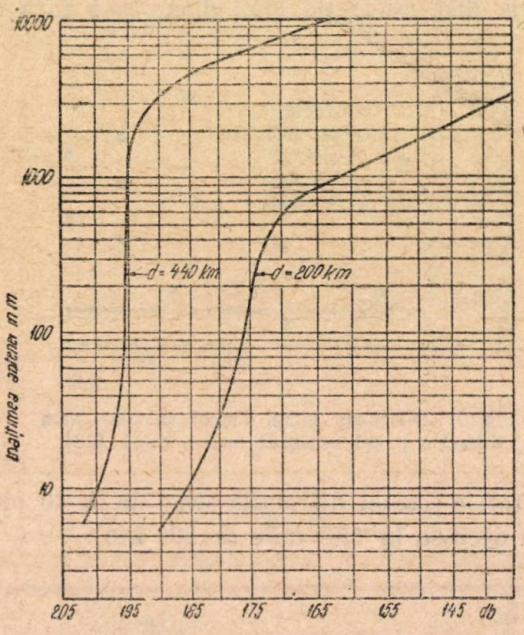
Distanțele în abscisă în km; calculul a fost făcut pentru distanțele de 20, 50, 70, 100, 150, 200, 250 și 300 km. Înălțimile antenelor:

$h_{recepție} = 10$ m, care coincide aproape cu 9,14m luat de FCC (pentru $h_r = 30$ picioare; 1 picior = 30,5 cm);

$h_{emisie} = 30,\ 50,\ 100,\ 200,\ 500,\ 1\,000,\ 1\,500,$

2 000, 2 500 m (200 m corespund aproximativ cu 500 picioare, pentru care sînt date de obicei rezultatele experimentale).

S-au ales datele de mai sus, întrucît se întîlnesc cel mai des în practică; înălțimile mari



Echivalentul de transmisie $T = 10 \log \frac{P_{recepție}}{P_{emisie}}$

Fig. 9. Slăbirea transmisiunii de bază pentru 100 MHz în funcție de înălțimea antenei pentru 200 și 440 km; date experimentale din [7]. Înălțimea uneia din antene rămîne egală cu 9,14 m (30 picioare).

ale antenelor (de emisie), corespund condițiilor reale ale țării noastre, care are avantajul unui lanț muntos central. Insfîrșit, s-a ales polarizația orizontală, care se folosește aproape exclusiv la aceste frecvențe, întrucît oferă o serie de avantaje între care:

— un factor de reflexie mai mare decît la PV (polarizație verticală);

— un cîmp la recepție mai mare decît în PV cu 2—3 dB pentru valoarea medie, datorită faptului că o undă PO este mai puțin influențată de neregularitățile solului; acest rezultat a fost de altfel găsit mai întîi experimental; de aceea se preferă în practică PO.

Curbele au fost calculate pentru un sol mediu, adică avînd $\varepsilon = 5$ și $\sigma = 10^{-13}$, acestea fiind, aproximativ, constantele cele mai obișnuite pentru propagarea deasupra unui sol mediu.

Dacă emițătorul are o putere mai mare decît 1 kW și o directivitate P diferită de 1,64, la valoarea cîmpului se mai adaugă un factor în dB

$$F = 10 \log PD - 10 \log 1{,}64.$$

Pentru antenele de recepție mai înalte de 10 m, se vor utiliza grafice care dau direct cîștigul de înălțime (de exemplu fig. 10, curbele date de Eckersley și cele experimentale, fig. 9).

Pentru folosirea curbelor experimentale din fig. 9, trebuie să mai adăugăm că pentru 1 kW putere radiată la un echivalent de transmisiune de 179 dB (~180) corespunde un cîmp de 0 dB (față de 1 μV/m), iar la 130 dB de exemplu, un cîmp de ~51 dB; cîștigul antenei în dB se află raportîndu-l la înălțimea 1 m, pentru

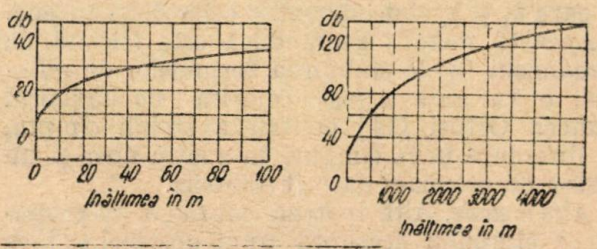


Fig. 10. Cîștigul dat de înălțarea antenelor în dB (dat de Eckersley). Pentru înălțarea antenei de recepție peste 10 m, de exemplu la 80 m, cîștigul este de 36 dB.

care echivalentul de transmisiune este aproximativ 202 dB. De exemplu pentru $d = 200$ km și $h = 200$ m, avem $G = 202 - 174 = 28$ dB.

5. Rezultatele obținute prin calcul

a) Metodele bazate exclusiv pe difracție cu ajutorul cărora s-a calculat cîmpul electromagnetic au fost: metoda lui Murakami (fig. 11),

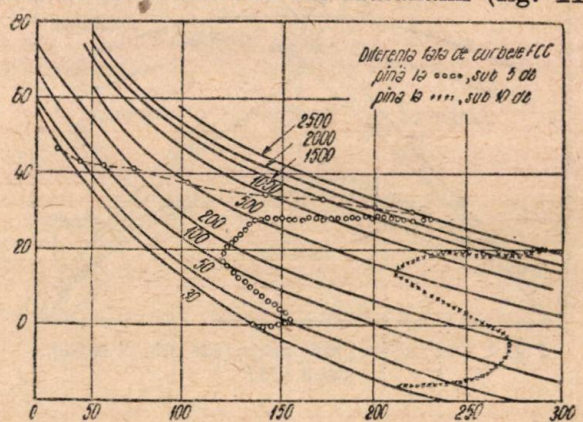


Fig. 11. Curbele lui Murakami calculat după [16]. Curbele sînt aplicabile pînă la aproximativ $\frac{5}{4} d_0$ pentru $h \leqslant 500$ m și aproximativ $2\ d_0$ pentru $h \leqslant 200$ m. În general curbele sînt cu 3—4 dB sub curbele F.C.C.

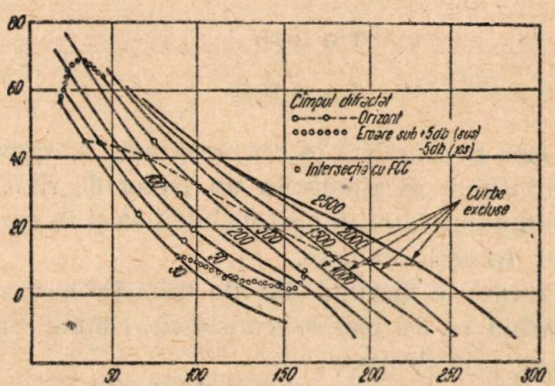


Fig. 12. Curbele lui Bullington calculat după [5]. Metoda dă cîștiguri prea mici pentru înălțarea antenelor. Valorile cîmpului peste orizont sînt mult mai mici decît cele reale

metoda lui Bullington, metoda prezentată în [13], care conține o serie de curbe și tabele,

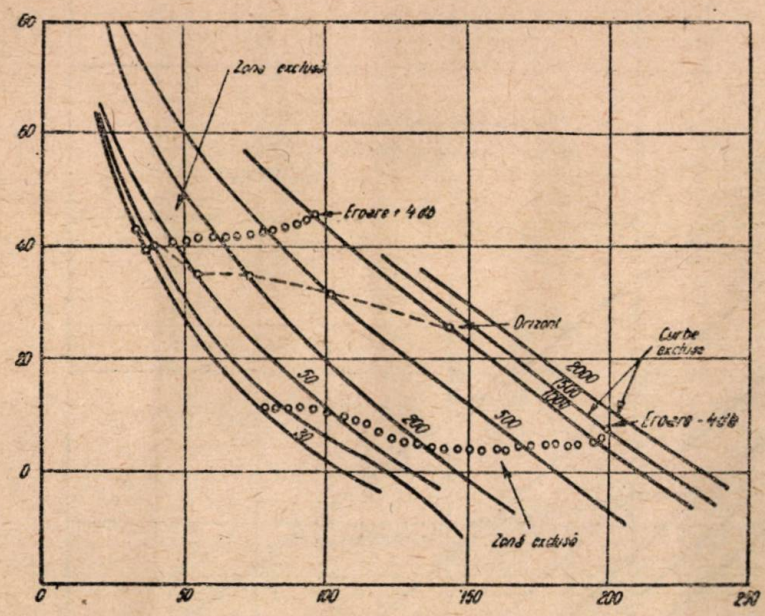


Fig. 13. Curbe calculate după metoda CCIR dată în [13]; polarizația orizontală, sol mediu. In zona cuprinsă între cele două zone excluse, eroarea nu depășește 2—4 dB sub orizont și 2—4 dB dincolo de orizont.

pentru aproximarea atenuării datorită distanței și cîștigului datorit înălțimii antenelor.

— curbele date de Bremmer [12] unde cîmpul

La aceste curbe se adaugă :

este calculat pentru partea propagată prin difracție ;

— o serie de curbe găsite prin interpolare din graficele date de D.H. Menzel [3].

— curbele găsite prin interpolare pentru 100 MHz din curbele date de Eckersley pentru 30,75 și 150 MHz (reproduse în manualul lui Terman) ;

— curbele date de [9], la a căror calculare s-a folosit în special metoda preconizată de Bremmer, dar s-a ținut seama de toate cercetările în această materie, începînd cu Sommerfeld (1909) și continuînd cu Wattson, Vvedenski ș.a.m.d.

In prezentarea curbelor se atrage însă atenția că aceste curbe sînt teoretice și nu experimentale ; ele coincid destul de bine cu cele experimentale ale FCC, însă numai pentru distanțe sub orizont ; și aici, neglijarea cîmpului propagat prin dispersie face ca peste orizont rezultatele să difere mult de cele experimentale.

b) Metodele bazate pe principiul suprapunerii a doua unde (directa și reflectata) dau la recepție un cîmp rezultant, care ține seama de fazele și modulele undelor respective.

Curbele calculate prin metoda Vvedenski-Fock, care se bazează pe prezentarea problemei în spiritul opticii geometrice, au fost aproximate astfel :

Pînă la $1/2\, d_0$, d_0 fiind distanța pînă la orizont am socotit că este valabilă formula de reflexie :

$$E_{ef} = \frac{2{,}18\sqrt{PD}\,h_1 h_2}{r^2\,\lambda} \quad [\mathrm{mV/m}].$$

unde

P este în kW, h_1, h_2, λ—în m și r în km.

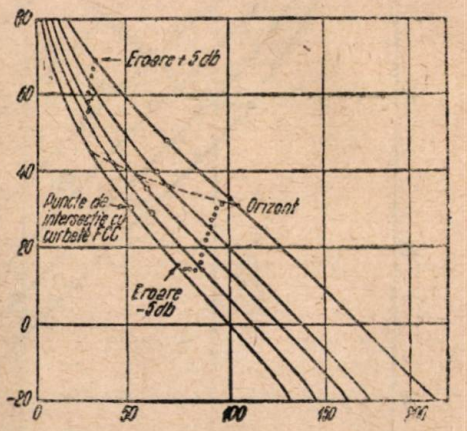


Fig. 14. Curbele lui Bremmer pentru 100 MHz [12].

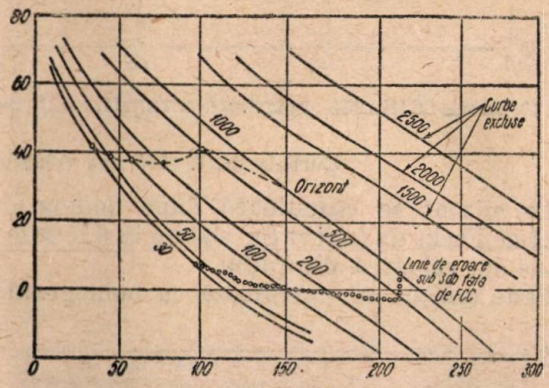


Fig. 15. Curbele lui Menzel ; sol mediu $\varepsilon = 10$, $\sigma = 10^{-13}$; corespund cu curbele FCC pentru $h \leqslant 1\,000$ m, $d \leqslant 200$ km. Metoda este aplicabilă pînă la distanțe $d \sim 2\, d_0$. Curbele de 1500 — 2500 m sînt excluse, întrucît cîștiguri date antenelor sînt exagerate.

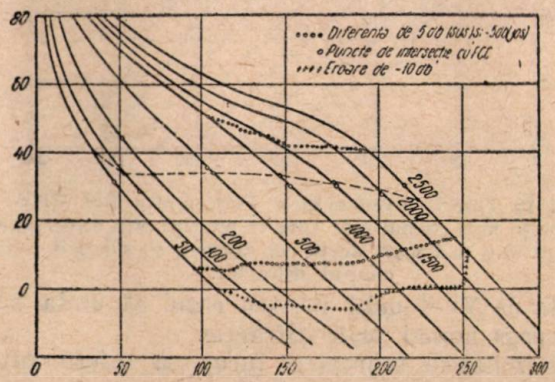


Fig. 16. Curbele lui Eckersley (prin interpolare din curbele date pentru 30, 75 și 150 MHz. Sub orizont și pentru $h \leqslant 500$ m coincidența cu curbele FCC este foarte bună.

Sub orizont, rezultatele coincid foarte bine cu cele experimentale.

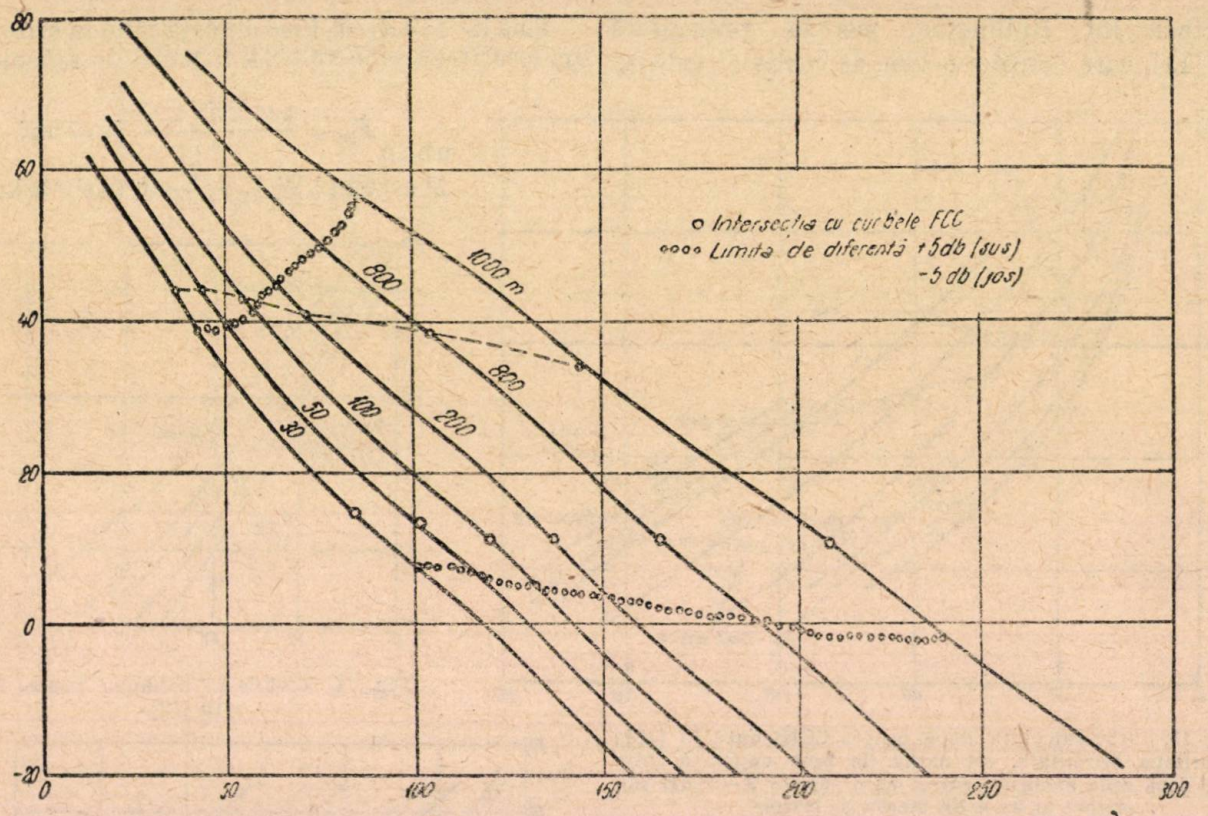


Fig. 17. Curbele CCIR 1955; polarizație orizontală, $\varepsilon=10$, $\sigma=10^{-3}$ [9], 100MHz ($\lambda=3$m). Cîmpul undei de vol, dipol $\frac{\lambda}{2}$, 1kW PAR

Curbele CCIR 1955 sînt valabile în limitele: $\frac{1}{2}d_0 < d < \frac{3}{2}d_0$ pt $h > 200$ m.

La orizont se calculează după nomograma dată de Fock, un factor de slăbire în dB care se scade din valoarea cîmpului.

Peste orizont se calculează cu nomogramele

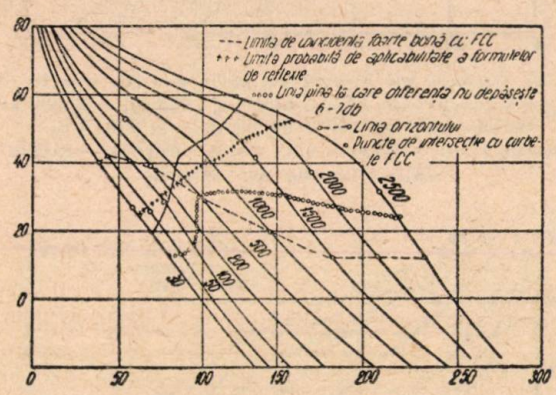


Fig. 18. Curbele Vvedenski — Fock pentru 100 MHz; la distanțe mari cîmpul real care se propagă prin dispersie are valori mult mai mari decît cel calculat, considerînd numai cîmpul difractat.

date de Vvedenski pentru cazul că unda s-ar propaga numai prin difracție.

Rezultatele teoretice încep să difere mult între ele în două cazuri:

— la distanțe mari (dincolo de orizont);

— la înălțimi mari ale antenelor (peste 1 000 m).

O serie de observații (limite de coincidențe cu datele experimentale etc.), sînt făcute direct pe curbe.

6. Prezentarea rezultatelor experimentale

Se dau principalele rezultate experimentale obținute pînă azi, precum și diferitele curbe propuse succesiv de CCIR, pentru aproximarea cîmpului în unde metrice;

6.1. Curbele FCC necorectate, rezultatul unei prime serii de măsurători, precum și curbele FCC din 1953 (corectate) date pentru toate cele 5 canale de televiziune ale S.U.A., adică aproximativ pentru banda 50—150 MHz.

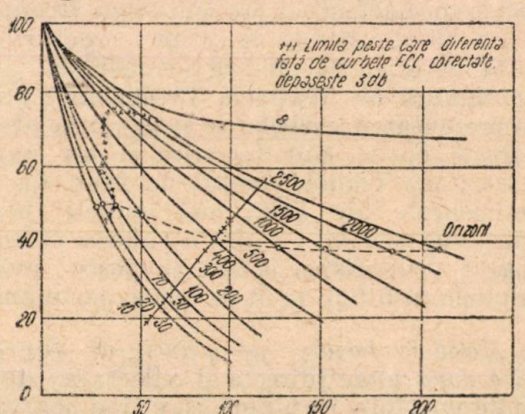


Fig. 19. Curbele FCC necorectate. In general valorile corectate sînt mai mici cu circa 3 dB pentru $h > 500$ m; pentru, $h \leqslant 500$ m curbele coincid cu cele corectate. $f = 100$ MHz; $h_r = 30$ picioare (9,14 m) PAR = 1 kW.

f = 100MHz h_r = 30 feet = 9,14m. PAR = 1kW. Cîmpul este dat pt. 50% spațiu și 90% din timp

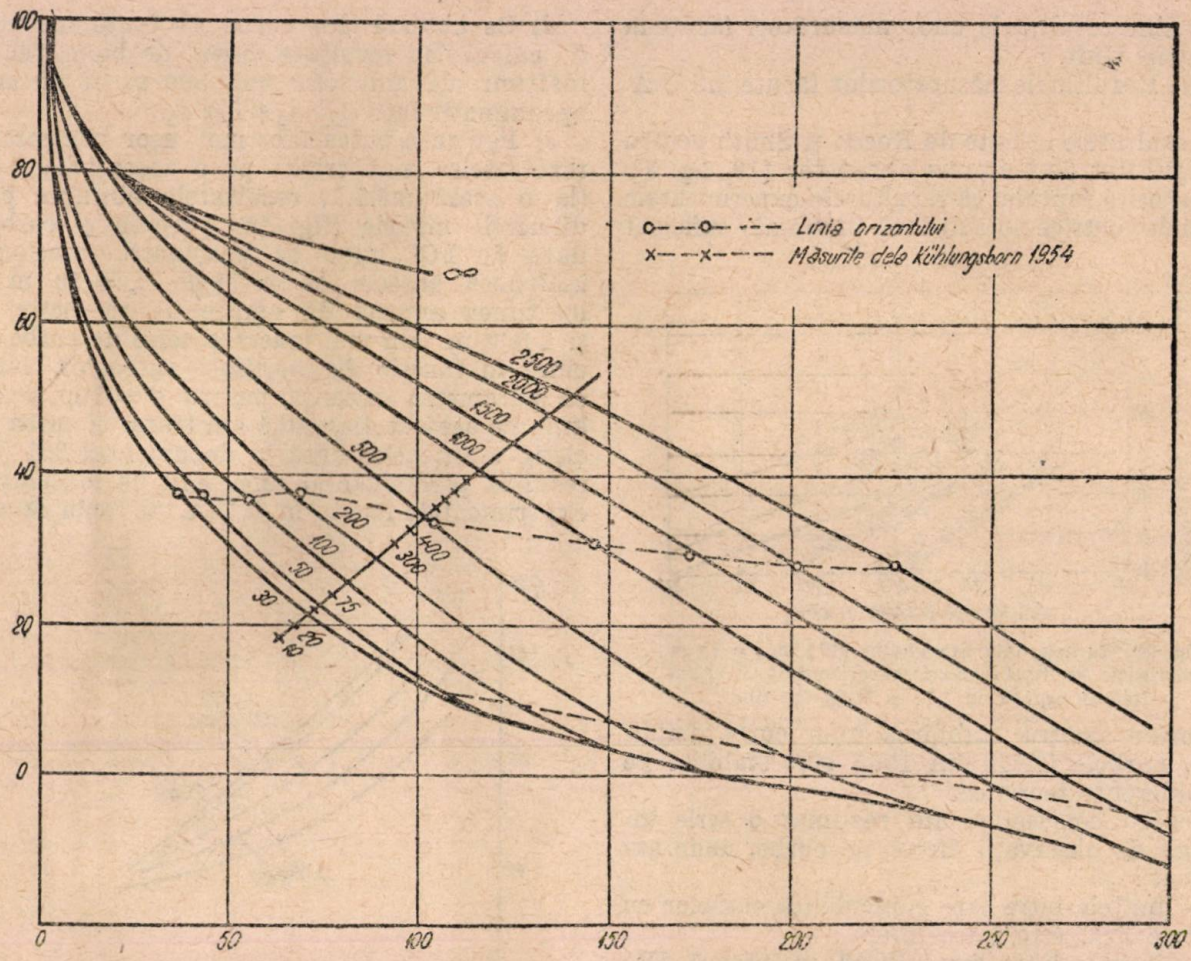


Fig. 20. Curbele FCC corectate.

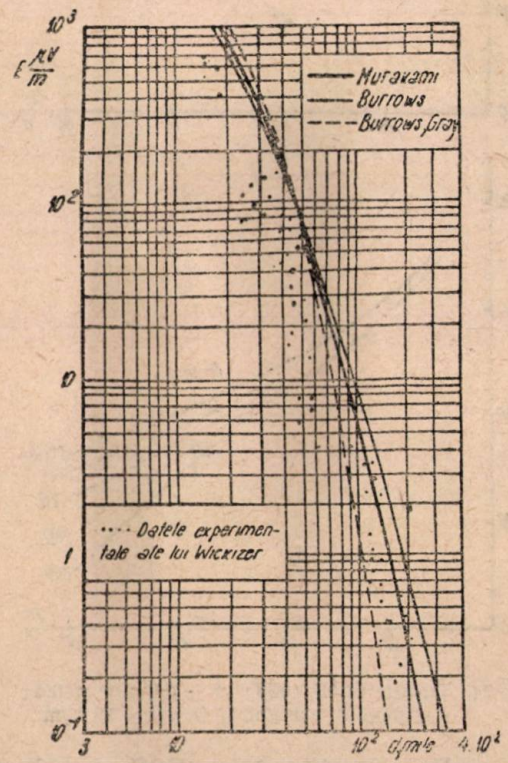


Fig. 21. Comparație între diversele teorii și datele experimentale ale lui Wickizer după [16]; polarizație verticală $h_1 = 396{,}2$ m; $h_2 = 53{,}6$ m; $f = 41$ MHz; $P = 1{,}2$ kW.

6.2. Rezultatele experimentale ale măsurătorilor lui Wickizer, în comparație cu curbele teoretice stabilite de Murakami, Burows, și Burows și Gray [15].

6.3 Curbe propuse de CCIR [19].

6.4. Curbele de la Stockholm [17].

6.5. Curbele propuse de CCIR în 1953, care de

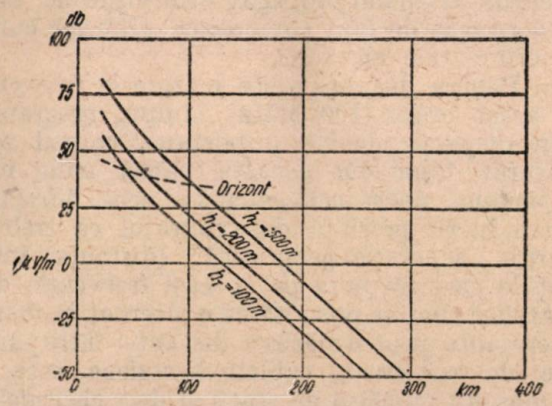


Fig. 22. Curbele CCIR, Geneva 1951. Intensitatea cîmpului deasupra unui sol regulat (raza 4/3 din cea geometrică; pentru 1 kW radiat de un dipol semiundă; polarizația orizontală; $h_{recepție} = 10$ m; $f = 90$ MHz; $\varepsilon = 5$; $\sigma = 10^{-13}$ uem.

Înălțimea emițătorului = 100, 200, 500 m
" receptorului = 10 m.

fapt sînt rezultatele unor măsurători făcute în Regatul Unit.

6.6. Rezultatele măsurătorilor făcute înS.U.A. [7].

Rezultatele obținute de Rocco și Smith pentru cîștigul dat de înălțarea antenelor [19, fig. 5].

Datorită faptului că rezultatele experimentale în unde metrice nu sînt încă în număr suficient

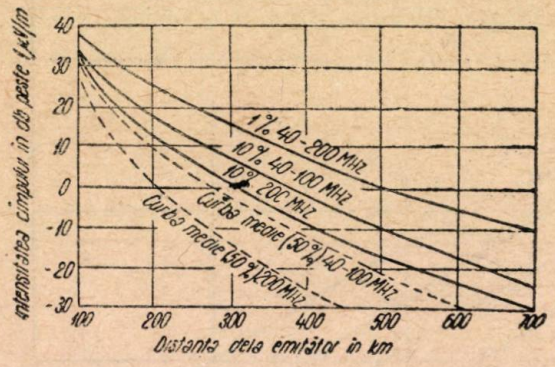


Fig. 23. Curbele de la Stockholm [17]. $h_{rcg} = 10$ m; polarizație verticală și polarizație orizontală. $P = 1$ kW. Cîmpul depășit în 1,10 și 50% din timp

de mare pentru stabilirea unor curbe definitive, curbele CCIR din 1955 sînt stabilite pe considerente teoretice.

Pentru concisiune, am rezumat o serie întreagă de observații direct pe curbe, unde am indicat:

— limitele între care coincidența curbelor cu curbele FCC este foarte bună:

— limitele între care diferă cu circa 5 dB;

— linia orizontului și

— limitele probabile de valabilitate ale diferitelor formule de calcul.

Observații de ordin general:

a) Curbele calculate prin metoda difracției au o alură exponențială (Murakami, Bullington) dînd valori mai mici decît cele reale la distanțe peste orizont.

b) Toate curbele experimentale se racordează la curba cîmpului propagat prin dispersie, ceea ce a cauzat de fapt corectarea primelor curbe experimentale ale FCC.

c) Pentru distanțe peste orizont la frecvențe de acest ordin (100 MHz) cîmpul programat prin dispersie devine important, cîmpul real măsurat fiind din această cauză mult mai important decît cel calculat prin difracție. Acest lucru prezintă dezavantajul că trebuie mărită „separația geografică" (distanța) între stațiile care lucrează pe aceeași frecvență, dar în același timp se prezintă ca o alternativă foarte interesantă pentru mărirea distanței între punctele de releiere în cablele hertziene, ceea ce ar micșora numărul de stații și deci cheltuielile de exploatare, dar ar cere puteri și, în special, cîștiguri de antene mult mai mari (antene directive cu un cîștig de peste 50 dB). Bătaia ar fi de aproximativ 600—1 000 km, ceea ce este de circa 3—5 ori bătaia stațiilor actuale.

d) Se observă din curbe că toate metodele de calcul dau rezultate destul de bune pentru înălțimi ale antenelor sub 500 m și distanțe aproximativ între $1/2\ d_0$ și $3/2\ d_0$.

e) Pentru a putea face mai ușor comparația rezultatelor, s-au trasat pe o aceeași diagramă (la o scară mărită) rezultatele obținute prin diferitele metode (fig. 25) precum și curbele date de FCC, luînd ca parametri constanți, înălțimea antenei de recepție $h_r = 10$ m și înălțimea antenei de emisie de respectiv 50 și 1 000 m. Am mai trasat o serie de curbe de cîmp în funcție de înălțimea antenelor, luînd ca parametru distanța pentru $d = 100$ și 200 km; pe această diagramă am trasat și curba de cîștig a antenelor dată în documentul 201 [7], rezultat preliminar al unei serii de măsurători experimentale făcute în S.U.A. Se vede că cele

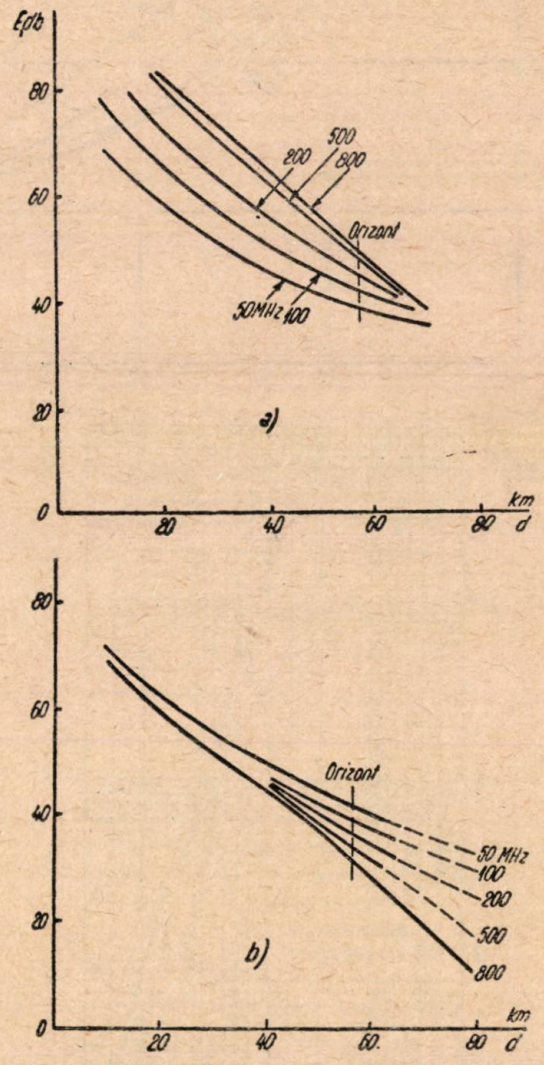


Fig. 24. Curbele CCIR 1953; *a* — pămînt neted; *b* — pămînt neregulat. O dB = 1μ V/m

două curbe experimentale (FCC și [7]) sînt destul de apropiate și corespund aproximativ cu curbele CCIR 1955 pentru $h = 50$ m.

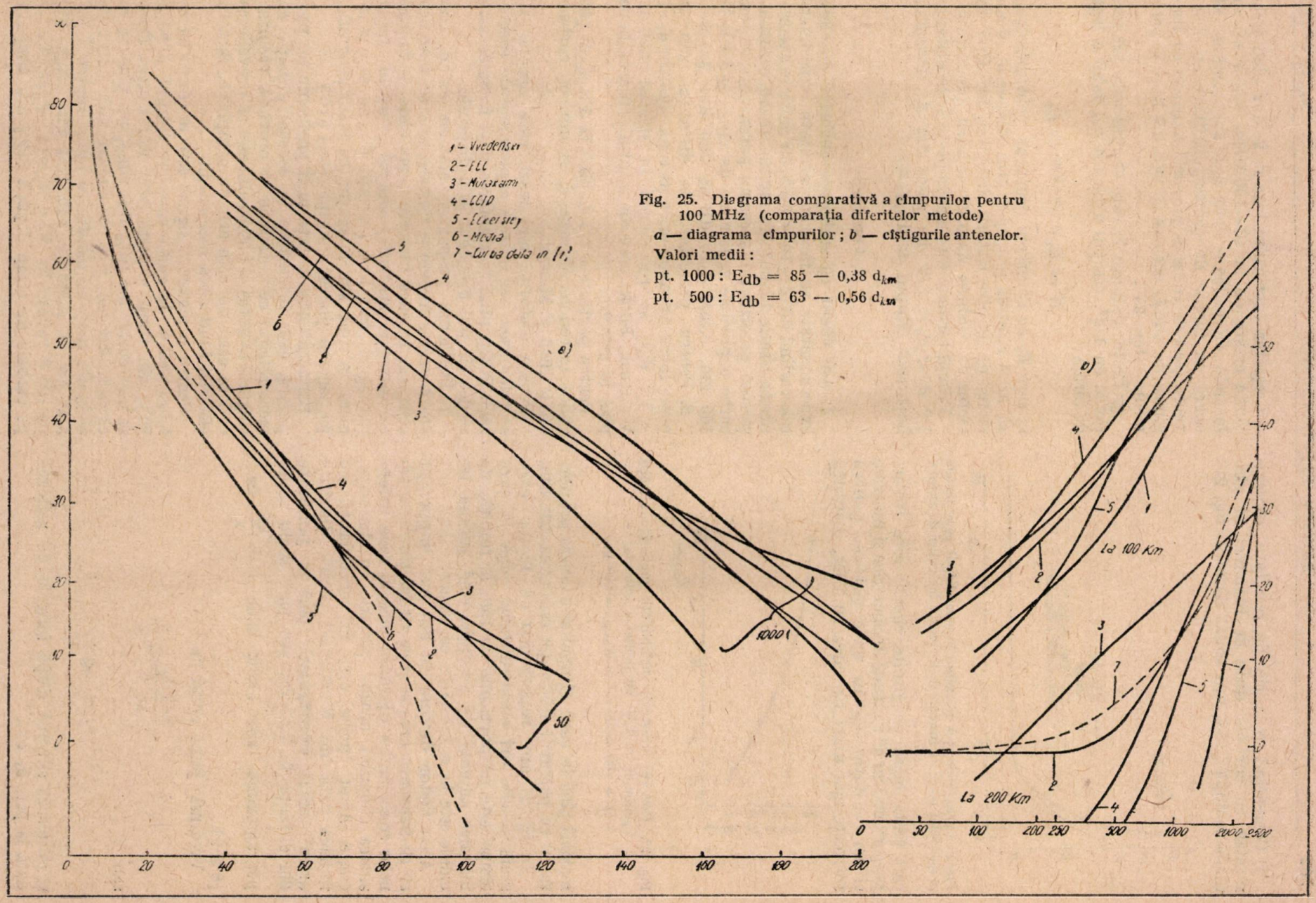


Fig. 25. Diagrama comparativă a cîmpurilor pentru 100 MHz (comparația diferitelor metode)

a — diagrama cîmpurilor ; *b* — cîștigurile antenelor.

Valori medii :

pt. 1000 : $E_{db} = 85 - 0{,}38\ d_{km}$

pt. 500 : $E_{db} = 63 - 0{,}56\ d_{km}$

f) Comparînd o serie de rezultate experimentale cu curbele date de Bremmer şi ghidîndu-ne după [18], am trasat o curbă (fig. 26)

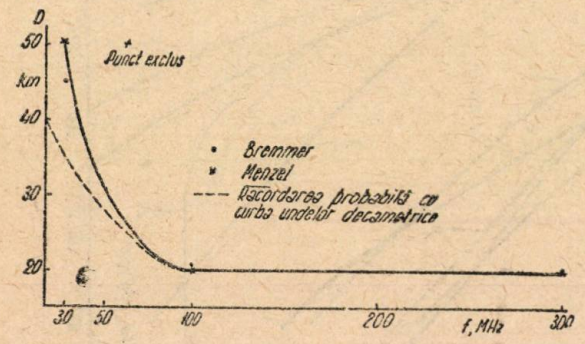


Fig. 26. Curba distanţei maxime la care cîmpul este invers proporţional cu d^2, în funcţie de frecvenţă (întocmită de autor).

care arată între ce limite cîmpul este invers proporţional cu d^2 în unde decametrice şi metrice şi am constatat că în unde metrice, pentru frecvenţe mai mari de circa 90 MHz, distanţa

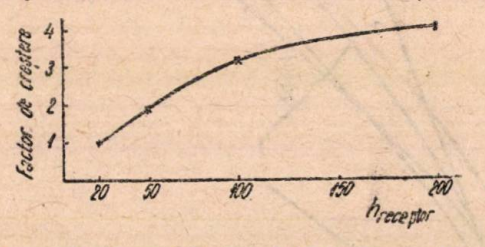


Fig. 27. Factorul creşterii valabilităţii proporţionalităţii cîmpului cu $1/d^2$ cu înălţarea antenelor.
f = 100 mHz h_{emisie} = 200 m

maximă pînă la care cîmpul este invers proporţional cu patratul distanţei este circa 20 km.

In fig. 27 am reprezentat un factor care arată de cîte ori creşte distanţa pînă la care cîmpul este proporţional cu $1/d^2$, în funcţie de înălţarea antenei de recepţie, cînd antena de emisie este la o înălţime constantă.

Acest factor devine cu atît mai important cu cît frecvenţa creşte şi cu cît înălţimile antenelor cresc, adică distanţa pînă la care intensitatea cîmpului scade patratic cu distanţa, creşte. Acest lucru este în concordanţă cu formula dată de Vvedenski pentru distanţe „mici" (adică aproximativ pînă la jumătate din distanţa la orizont sau pînă acolo unde pot aproxima $\sin \vartheta \simeq \vartheta$, unde $\vartheta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r$ [8 şi 9].

Vvedenski pune condiţia

$$\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} \ll \frac{\pi}{\vartheta}$$

sau

$$h_1 h_2 \ll \frac{r\lambda}{18}$$

şi calculează cîmpul după formula de reflexie dată la pct. 5, *b*.

Creşterea factorului f de la 2 la 4 cînd frecvenţa creşte de la 43—100 MHz, arată că în formula de reflexie dată mai sus, trebuie să apară un factor de proporţionalitate cu frecvenţa (sau de inversă proporţionalitate cu lungimea de undă) ceea ce se verifică bine experimental (fig. 27).

g. Peste distanţa la care cîmpul este proporţional cu $1/d^2$, cîmpul urmează probabil o lege de forma :

$$E = E_1 e^{-[\delta r + K(r)]} + E_2$$

în care E_1 ar fi cîmpul propagat prin difracţie, E_2 ar fi cîmpul propagat prin dispersie, δ un factor de slăbire datorit distanţei, iar $K(r)$ un factor de slăbire datorit curburii pămîntului.

Primul termen este mai important la distanţe $1/2\ d_0 < d_0 < 3/2\ d_0$; peste $3/2\ d_0$ devenind important cîmpul de dispersie.

7. Concluzii

1. Am văzut că stabilirea curbelor de cîmp experimentale se face cu rezultate experimentale variind între ±10—15 dB, iar metodele teoretice fac o serie de ipoteze simplificatoare, care micşorează precizia ; de aceea nu putem cere acestor curbe o precizie mai mare de circa ±5 dB la 100 km, circa ±10 dB la 200 km ş.a.m.d.

2. Pentru proiectare, la distanţe mici se poate folosi aproape orice metodă (pentru $d_0 < < 1/2\ d_0$); se recomandă în special metoda Vvedenski-Fock, care dă rezultate foarte bune pînă la orizont.

Pentru porţiunea $2/3\ d_0$ pînă la $3/2\ d_0$ se pot aplica metodele Murakami, Bremmer, curbele CCIR 1955 şi Menzel.

Pentru distanţe mai mari, este necesar să se folosească rezultatele experimentale (preferabil FCC), pînă la stabilirea unei formule care să dea cîmpul propagat prin dispresie.

3. Problema propagării undelor radio, mai ales la aceste frecvenţe ridicate, este un fenomen complex, în care intervin o mulţime de factori cu caracter statistic, cîmpul variind rapid (fadinguri) sau lent (variaţii diurne sau sezoniere) în timp sau în spaţiu (cu locul geografic, propagarea pe căi multiple etc.) [19].

Inginerul pus în faţa unei probleme de propagare, este întrucîtva în aceeaşi situaţie cu meteorologul care trebuie să prevadă vremea ; singurul avantaj al inginerului este că prevederea ce i se cere nu este atît de complexă, factorii electrici fiind ceva mai stabili.

Pentru o legătură sigură este de dorit să se folosească acele curbe care dau cîmpul depăşit 90% din timp şi peste 50% din spaţiu. Dacă se dau curbe de 10% din timp, ne plasăm cu circa 15 dB mai jos, iar dacă se dau curbe de 50% din timp ne plasăm cu aproximativ 7 dB mai jos la distanţe sub 300 km (fig. 28) pentru a reveni în felul acesta, aproximativ pe curbele de cîmp depăşit 90% din timp. In

felul acesta, trecînd peste complexitatea problemei vom avea o probabilitate apropiată de 1, pentru stabilirea unei comunicații sigure.

4. Diferitele metode dau rezultate mai mult sau mai puțin apropiate de realitate, după cum au fost elaborate mai laborios sau pe baza

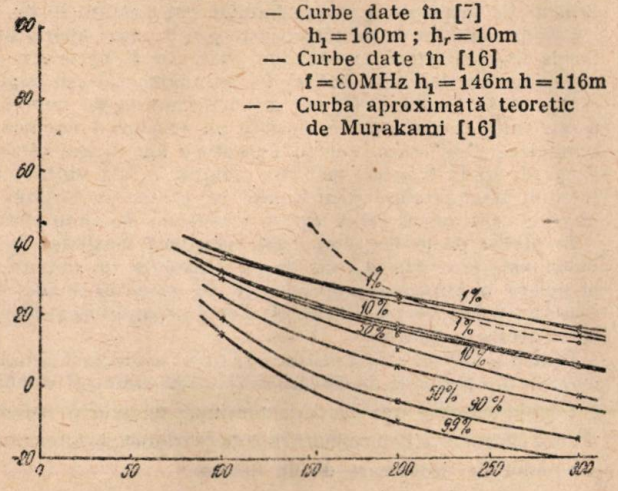


Fig. 28. Comparația datelor experimentale pentru cîmpu depășit în I, 10 și 50 % din timp pentru 100 MHz. PAR=1kW

unor considerente mai apropiate de condițiile reale sau nu. Ca și în orice ramură a fizicii, experiența confirmă sau infirmă în final, orice astfel de tentativă teoretică. Rezultatele obținute au fost expuse mai sus, și ceea ce este desigur mult mai important, cititorul își poate face singur o impresie, examinînd curbele prezentate.

5. Nu există încă o formulă care să dea cîmpul la orice distanță, la orice frecvență, înălțimi ale antenelor ș.a.m.d. Se știe că metodele cu o astfel de pretenție de generalitate sînt infirmate de experiență. Este probabil că se va ajunge și la o astfel de formulă, dar pînă atunci, pentru a putea face calculul, problema se împarte pe secțiuni, lucrînd între anumite limite de frecvență, distanță, înălțimi ale antenelor ș.a.m.d.

Dată fiind mulțimea metodelor de calcul ale cîmpului electromagnetic în unde metrice, am încercat ca trecînd peste această dificultate, să stabilim anumite rezultate practice, care să poată fi folosite în proiectare.

Bibliografie

[1] *Alpert. Ghinsburg* și *Felberg*: Rasprostanenie radiovoln Gostehizdat, Moscova, 1953.
[2] *Bennington T.W.*: Long distance VHF Interferance, Wireless World, decembrie, 1955.
[3] *Donald H. Menzel*: Elementary Manual of radio propagation, New York, 1948.
[4] *Bullington K.*: Radio transmission beyond the horizon in the 40—4000 Mc band, PIRE, ian, 1953.
[5] *Bullington K.*: Propagation frequencies above 30 Mc, PIRE, oct., 1947.
[6] Radio progress during 1952, PIRE, aprilie, 1955.
[7] Doc. 201, CCIR, Londra, 1953, prezentat de S.U.A.
[8] *Doluhanov*: Rasarpstanenie radiovoln.
[9] Atlas des courbes de propagation de l'onde de sol pour les frequences comprises entre 30 et 300 Mc/s. (Resolution nr. 11 de CCIR, Genève, 1955).
[10] Radio communication by scattering, Wireless Engineer, nov., 1955.
[11] PIRE, octombrie, 1955 (Număr consacrat dispersiei cîmpului electromagnetic).
[12] *Bremmer H.*: Terrestrial radio waves. Elshevier publishing, Amsterdam, New York, Londra, 1949
[13] Doc. 260 și 287 CCIR, Londra, 1953, prezentate în Italia.
[14] Annales de radioelectricité, nr. 37, 1954.
[15] Doc. 160, CCIR, Londra, 1953, prezentat de Japonia.
[16] Doc. 161, CCIR, Londra, 1953, prezentat de Japonia.
[17] Doc. 33, CCIR, Stockholm, 1952.
[18] Doc. 329, CCIR, Londra, 1953, prezentat de Austria.
[19] Comptes rendues du Vième Assemblé Plenière, CCIR, Geneva, 1951.
[20] Comptes rendues du VIIème Assemblé Plenière, CCIR, Londra, 1953.
[21] UHF Long Range Communication, PIRE, oct., 1955.
[22] VHF and UHF Signals in Central Canada, Correspondence, PIRE, Sept., 1955.
[23] *Ionescu G.*: Unele particularități ale propagării în unde metrice, Electrotehnica, 8/1956, pag. 371.
[24] *** Geophysikalische Messreihen des Observatoriums Kühlungsborn. Meteorologischer und Hidrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik

**

ИЗУЧЕНИЕ С ПОМОЩЬ СРАВНИВАНИЯ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ НА 100 МГЦ

Резюме

Делается критическое изложение методов расчета электромагнитного поля, подчеркивая способ подстановки вопроса в расчете и точности которую можно получить.

Расчитывается поле несколькими методами для 100 мгц и некоторые стандартные данные, сравнивая их с экспериментальными данными.

Даются некоторые выводы о возможности получения „точного" расчета, и о действительности разных методов.

**

DAS KOMPARATIVE STUDIUM DER BERECHNUNGSMETHODEN DES ELEKTROMAGNETISCHEN FELDES, MIT ANWENDUNG AUF 100 MHz

Zusammenfassung

Es wird ein Überblick über die Berechnungsmethoden des elektromagnetischen Feldes gegeben und hauptsächlich auf die Aufstellung des Problems und die dabei erzielte Präzision Gewicht gelegt.

Dann wird das Feld, mit Hilfe verschiedener Methoden, für 100 MHz berechnet und das Ergebniss mit experimentalen Daten verglichen.

Schliesslich werden einige Schlussfolgerungen bezüglich der Möglichkeiten einer genauen Berechnungsmethode und das Gültigkeitsbereich der verschiedenen Methoden gezogen.

Aparatură pentru cercetări nucleare

SINCRO-CICLOTRONUL

621.384.61

In articol se dă descrierea unui sincro-ciclotron, cu cîmp magnetic constant şi care utilizează principiul stabilităţii fazei sincronice. Sincro-ciclotronul permite să se atingă energii de sute de MeV cu particule grele.

In prima parte a articolului autorul menţionează care sînt posibilităţile de utilizare ale sincro-ciclotronului pentru ca în continuare să treacă la studiul unui sincro-ciclotron de mare energie, insistînd asupra următoarelor părţi componente ale acestuia :

— electromagnetul, care trebuie să prezinte simetrie de revoluţie a cîmpului magnetic în raport cu o axă, precum şi simetrie în raport cu planul mediu al camerei de acceleraţie a cîmpului magnetic ;

— camera etanşă ;

— echipamentul de înaltă frecvenţă şi condensatorul rotativ.

In continuare se dă descrierea sincro-ciclotronului din Liverpool care permite furnizarea de protoni cu o energie de 405 MeV. Electromagnetul, cu o reducţie de 17 570 gauss are diametrul polilor de 3,96 m. Greutatea totală a electromagnetului este de 1 640 t. Cele două bobine se compun fiecare din 494 spire repartizate în 13 galeţi dubli ; conductorii sînt din aluminiu. Alimentarea electromagnetului se face de la un grup motor-generator la tensiunea de 600 V, curentul fiind de 1 400 A.

Camera etanşă cuprinde : camera de accelerare, camera condensatorului rotativ, camera cuprinzînd liniile auxiliare. Oscilatorul este format dintr-un tub G.E.C. 1872 ; frecvenţa se poate varia de la 12 MHz la 30 MHz. Se indică principalele dificultăţi întîmpinate la realizarea acestui sincro-ciclotron.

In ultima parte a articolului se dă descrierea sumară a unui proiect francez de sincro-ciclotron, indicîndu-se că o energie de 600 MeV pentru protoni reprezintă limita realizabilă din punct de vedere industrial, în momentul de faţă. Se dau caracteristicile principale ale acestui sincro-ciclotron. (Din „*Electricité*", julie-august, 1956, O. Robert).

G.D.

Electricitate

PLASMOGRAFUL. NOU INSTRUMENT PENTRU STUDIUL DESCĂRCĂRILOR ELECTRICE PERIODIC VARIABILE

537.523/527 :537.56.08

Studiul descărcărilor periodic variabile în gaze se poate face ca şi în cazul descărcărilor continui cu ajutorul sondei lui Langmuir şi Mott-Smith. Pentru aceasta autorii articolului şi-au propus realizarea unui aparat care să permită ridicarea directă pe ecranul unui osciloscop catodic curba $i\ (u)$ a unei sonde de dimensiuni mici (zecimi de mm) introdusă în plasmă. Această sondă este echivalentă cu un al treilea electrod în tubul a cărui descărcare vrem să o studiem. Schema de principiu a plasmografului este arătată în fig. 1

Catodul tubului de descărcare este pus la masa aparatului. Sonda este polarizată cu o tensiune variabilă E_1 peste care se suprapune tensiunea de baleiaj U_b. Fundamental este faptul că frecvenţa tensiunii U_b nu este determinată de frecvenţa descărcării, ea nefiind sincronizată cu tensiunea anodică a tubului de descărcare. Pentru U_b autorii au utilizat diverse forme de undă însă cel mai bun rezultat a fost obţinut cu tensiuni triunghiulare pentru care pe ecran s-a obţinut o imagine continuă şi clară. E_2 este o tensiune de compensare.

Pe plăcile de deflecţie orizontale se aplică tensiunea de la sonda amplificată în A_1, iar de pe rezistenţa de măsură R se culege o tensiune proporţională cu curentul sondei. Şi această tensiune se amplifică în A_2 şi apoi se amplifică pe plăcile de deflecţie verticală.

Pentru a obţine caracteristica $i = f\ (u)$ a sondei la un anumit moment din perioada descărcării se aplică pe cilindrul Wehnelt al tubului catodic impulsuri de tensiune de scurtă durată, poziţia cărora este determinată faţă de tensiunea de alimentare a tubului de descărcare de un defazor.

In vederea unei experimentări comode se utilizează un al doilea tub catodic pentru controlul defazajului.

Bobinajul orizontal al acestui tub este liniar în timp şi sincronizat cu tensiunea de alimentare a tubului de descărcare. Pe plăcile de deflecţie verticală se aplică o tensiune proporţională cu căderea de tensiune de pe tub. Pe cilindrul Wehnelt al acestui tub se aplică de asemenea un impuls pozitiv însă de amplitudine mult mai mică. Defazajul acestui implus este reglabil şi dat de acelaşi circuit defazor.

Pe ecranul tubului catodic se obţine curba tensiunii anodice a tubului de descărcare şi pe ea un punct luminos corespunzător momentului la care se ridică pe celălalt tub catodic caracteristica $i = f\ (u)$ a sondei.

Aparatul are aplicaţii în studiul redresorilor, tuburilor fluorescente, surselor de ioni etc.

(Din „*Révue Générale de l'Electricité*" august. 1955, R. Lebrus, M. Hogaux şi A. Vanavermaete)

E.T.

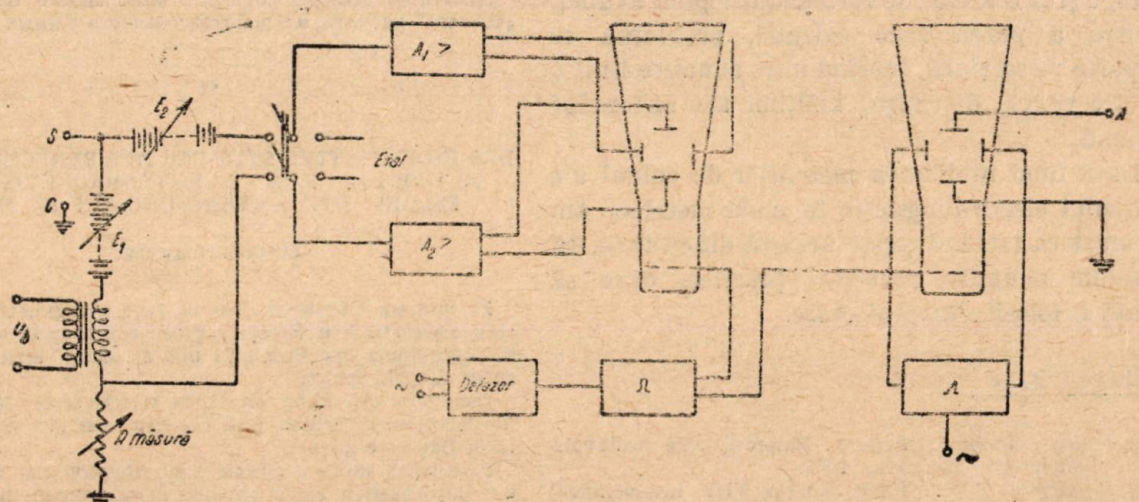


Fig. 1

Electrotehnica teoretică

CALCULUL FENOMENELOR TRANZITORII IN CIRCUITELE LINIARE COMPLEXE CU AJUTORUL INTEGRALEI FOURIER

538.551 : 621.3.015.3

In cadrul articolului se studiază posibilitatea folosirii metodei integralei Fourier pentru calculul fenomenelor tranzitorii în reţelele electrice trifazate complexe. Metoda de calcul expusă presupune folosirea mesei de calcul de curent alternativ pentru determinarea caracteristicilor de frecvenţă ale circuitelor trifazate complexe, precum şi a unor tabele speciale pentru integrarea aproximativă a relaţiilor obţinute.

In introducere se face o scurtă prezentare a metodei integralei Fourier, arătîndu-se că deoarece funcţiile armonice nu îndeplinesc condiţiile necesare utilizării integralei Fourier se impune adoptarea unui artificiu de calcul, prin înmulţirea funcţiei sinusoidale cu funcţia $e^{-\beta t}$. In continuare, se indică formulele de calcul ce se pot folosi, precum şi metodele de rezolvare a integralelor obţinute. In vederea simplificării relaţiilor în schema echivalentă a circuitului electric considerat, toate maşinile electrice rotative se înlocuiesc prin rezistenţe, adică prin elemente statice. Rezolvarea directă a integralelor obţinute întîmpină dificultăţi mari din cauza expresiilor analitice complexe ale caracteristicilor de frecvenţă. Pentru simplificarea rezolvării problemei se înlocuieşte caracteristica de frecvenţă printr-o funcţie în trepte ; treptele de frecvenţă se iau egale, avînd valoarea egală cu 0,1 din valoarea frecvenţei iniţiale. Prin folosirea tabelelor de calcul, rezolvarea aproximativă a integralelor se reduce la efectuarea sumei produselor dintre valoarea ordonatei respective a caracteristicii de frecvenţă în trepte şi numărul corespunzător dat de tabelă. In calculele practice este util ca în cazul circuitelor liniare complexe, determinarea caracteristicilor de frecvenţă să se facă cu ajutorul meselor de calcul de curent alternativ.

După expunerea metodei de calcul a fenomenelor tranzitorii în reţelele trifazate complexe în cazul scurtcircuitelor simetrice, în articol se dau, în continuare, indicaţiile de calcul privind această problemă în cazul scurtcircuitelor nesimetrice, arătîndu-se că este necesară folosirea componentelor simetrice.

După ce se arată care este succesiunea operaţiilor ce trebuie efectuate, autorul dă două exemple de calcul.

Folosirea integralei Fourier pentru studiul fenomenelor tranzitorii în circuitele liniare complexe permite a se efectua calcule cu o exactitate suficient de mare ; dezavantajul metodei constă în complexitatea operaţiilor necesare a fi efectuate, ceea ce se poate simplifica, după cum s-a menţionat, prin folosirea mesei de calcul de curent alternativ şi a tabelelor speciale de calcul.

(Din „*Electricestvo*", nr. 8/1956, O. V. Mamontov).

G. D.

EFECTUL REACTIV AL CORONEI DE CURENT ALTERNATIV

621.3.015.532 : 621.3.016.25

Arătîndu-se că în cazul efectului corona de curent alternativ, iau naştere nu numai pierderi de putere activă, dar şi de puteri reactive în linie, în cadrul articolului se studiază posibilitatea determinării acestor pierderi şi influenţa lor asupra valorii supratensiunilor de origine internă.

In prima parte a articolului se face un scurt istoric al problemei de unde se deduce că problema nu este rezolvată pe deplin. Plecînd de la analizarea oscilogramei curentului efectului corona, autorii dau interpretarea fizică şi rezolvarea matematică a fenomenelor care iau naştere. Se constată creşterea intensităţii curentului efectului corona, produsă de creşterea sarcinii spaţiale şi a vitezei de mişcare a acestei sarcini de la sursă înspre sistemul în care apare efectul corona ; cauza acestor creşteri constă în necesitatea compresării diferenţei de potenţial peste valoarea critică numai în contul creării sarcinilor spaţiale. Din cauza acestei variaţii sensibile a curentului chiar în prima semiperioadă după punerea sub tensiune a curentului, duce la defazarea curentului faţă de tensiune. Acest fapt arată că, curentul produs de efectul corona, are pe lîngă componenta activă şi o componentă reactivă (capacitivă).

Sarcina spaţială, produsă în prima semiperioadă, rămîne în spaţiul din jurul conductorului şi după trecerea tensiunii prin zero. Această sarcină spaţială favorizează producerea efectului corona şi în consecinţă tensiunea critică se micşorează. Ca o concluzie a acestui fenomen decalajul valorilor maxime ale curentului faţă de curba de variaţie a tensiunii creşte în semiperioada a doua. Influenţa sarcinilor spaţiale asupra producerii efectului corona, în semiperioadele următoare, se complică deoarece apar sarcini de polarităţi diferite.

Rezultă că în cazul efectului corona de curent alternativ are loc o deplasare a curbei de variaţie a curentului faţă de cea a tensiunii, ceea ce dă naştere la efectul reactiv al coronei.

Pentru concretizarea consideraţiilor teoretice, autorii articolului dau, în continuare, rezultatele calculelor efectuate referitor la caracteristica de aprindere a coronei în cazul conductorilor simpli şi a conductorilor fasciculari, precum şi unghiurile de decalaj al armonicelor curentului „compensat" faţă de curba de variaţie a tensiunii (curentul „compensat" reprezintă curentul în cazul unui electrod pe care apare efectul coroana, din care s-a scăzut curentul capacităţii sale geometrice şi care ar fi avut loc la aceeaşi tensiune dar în ipoteza că nu apare efectul corona). In articol se dau, de asemenea, diagrame care permit să se determine amplitudinea armonicelor curentului compensat.

In continuare se analizează rezultatele obţinute pentru cazurile studiate, dîndu-se totodată relaţiile de calcul care permit determinarea creşterii capacităţii conductorului din cauza efectului reactiv al coronei. Cunoaşterea unghiului de decalaj al curentului faţă de tensiune permite calculul amplitudinei armonicilor curentului compensat. Rezultă că prin analizarea mai adîncă a fenomenului corona în curentul alternativ, se poate determina calitativ efectul reactiv, precum şi aprofunda studiul fenomenologic al problemei.

In încheiere, autorii ajung la concluzia că la efectuarea calculului supratensiunilor interne ce se produc la o linie funcţionînd în gol, nu se poate neglija efectul reactiv al coronei de curent alternativ.

(Din „*Electricestvo*", nr. 7/1956, V.I. Levitov şi V.I. Popov).

G.D.

Distribuţia energiei electrice

NOMOGRAMA PENTRU DETERMINAREA FORŢELOR DE SCURTCIRCUIT LA BARE DE CURENŢI TARI

621.316.35.014.3 :518.3

La bare de curenţi mari, în caz de scurtcircuit, are o importanţă mare la predeterminarea dimensiunilor acestor bare frecvenţa proprie a vibraţiilor mecanice. Este ştiut că dacă frecvenţa eforturilor ce se aplică unor grinzi supuse la încovoiere este apropiată de frecvenţa proprie de vibraţie, se poate atinge ruperea chiar la un efort mic. Din acest motiv normele uzuale pentru calculul barelor de curenţi tari obligă să se facă şi verificarea frecvenţei proprii de vibraţie care depinde atît de dimensiunea barelor cît şi de distanţele şi de modul de suspensiune a acestora. Calculele sînt, de obicei, anevoioase şi lungi.

Pentru a evita calculele lungi, autorul prezintă o nomogramă cu ajutorul căreia se pot determina dimensiunile sistemului de bare fără a se face calculele aritmetice, ţinînd seama de normele uzuale în R.P.U. cu privire la aluminiu şi aliaje de aluminiu, cu considerarea frecvenţei de vibraţie proprie a sistemului de bare considerate.

(Din „*Elektrotechnika*", tom. 49, nr. 1/1956, S. Mészner)

O.S.

Maşini electrice

SINCRONIZAREA PROPRIE A GENERATORILOR SINCRONI

621.313.322

Punerea în paralel a generatorilor sincroni se face în mod curent prin sincronizarea exactă, dezvoltată de Bláthy Otto Titus încă în anul 1888. Aceasta se bazează pe compararea tensiunii, a ordinii fazelor şi a unghiului de decalaj a noului generator faţă de reţeaua la care trebuie pus în paralel. In ultimii ani, în U.R.S.S., se răspîndeşte din ce în ce

mai mult o nouă metodă de punere în paralel, denumită şi metoda sincronizării mai puţin exacte, numită în prezentul articol sincronizare proprie (sincronizare directă) a generatorului.

Metoda constă prin legarea la reţea a generatorului aflat în turaţie apropiată de turaţia sincronă, în stare neexcitată, deci fără tensiune la borne şi, pe urmă, prin excitarea succesivă generatorul intră singur în sincronism în urma forţelor sincronizatoare.

In articolul citat se descriu o serie de încercări realizate în R.P.U. la centrala electrică de la Bánhida, pe generatorii de 26 500 kVA legaţi la reţeaua de 110 kV printr-un transformator de 22 500 kVA. La legarea la reţea generatorul a luat un vîrf de curent de 2,8 ori curentul nominal, ceea ce a produs o cădere momentană a tensiunii de la 107 kV la 78 kV restabilită după 1 s. Intrarea în paralelism s-a realizat aproape fără să se simtă vreun fenomen observabil. S-au luat o serie de măsurători oscilografice, care sînt redate în figurile articolului citat.

Autorul arată în concluzie că metoda sincronizării proprii (directe)a generatorilor mici sau mari este perfect realizabilă. Această metodă esre recomandată a fi aplicată mai ales în cazuri de urgenţă, pentru cazurile normale rămînînd să fie menţinută metoda sincronizării exacte.

(Din „*Elektrotechnika*", tom. 49, nr. 2/1956, F. Csaki).

O.S.

Întreruptori

INTRERUPTOR PENTRU OSCILOGRAFIERE

621.316.3 :621.317.351

Intreruptorul descris în articol este un întreruptor sincron, folosit pentru a se putea ridica oscilograme cu oscilograf cu bucle sau catode, la care este important a se putea regla unghiul de decalaj iniţial al fenomenului electric urmărit.

Intreruptorul este compus din un motoraş sincron cu dispozitivul de reglaj al momentului iniţial, un sistem electronic de comandă şi întreruptorul propriu zis folosit la închiderea circuitului electric cercetat. Pentru deschiderea circuitului electric este folosit un al doilea întreruptor.

Intreaga instalaţie a fost studiată şi executată la laboratorul catedrei de maşini şi măsurători electrice de la Institutul Politehnic din Budapesta. Este foarte util pentru a fi folosit în laboratoare atît pentru cercetarea fenomenelor electrice la închiderea circuitelor atît cu scopuri didactice, cît şi cu scopuri de întrebuinţare în laboratoare industriale. Eroarea de unghi de decalaj este sub 1,5° electrice (la o perioadă completă de 360°), care se obţine mai ales datorită introducerii sistemului electronic de amplificare a impulsului iniţial dat de motoraşul sincron.

(Din „*Elektrotechnika*", tom 49, nr. 4/1956, J. Török).

O.S.

Măsuri

FRECVENŢMETRU CU DETECTOR SENSIBIL LA FAZA

621.317.761

Aparatele de măsurare a frecvenţei sînt necesare atît în laboratoare cît şi în diverse aplicaţii industriale. Pentru o bună funcţionare indicaţia lor trebuie să fie independentă de amplitudinea tensiunii măsurate şi de armonicele acesteia. Orice frecvenţmetru are un dispozitiv mai mult sau mai puţin complicat pentru a asigura acest lucru.

Autorul se ocupă de frecvenţmetru cu detector sensibil la fază a cărui schemă bloc este figurată în schema din fig. 1.

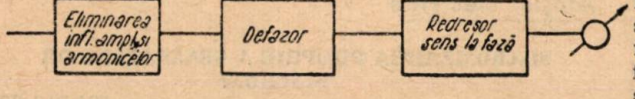


Fig. 1

Eliminarea influenţei armonicelor şi amplitudinii tensiunii de la intrare se face cu două etaje limitatoare. Undele dreptunghiulare rezultate sînt diferenţiate iar impulsurile pozitive acţionînd un multivibrator bistabil generează unde dreptunghiulare standard. În articol sînt arătate măsurile speciale ce trebuie luate cînd distorsiunile sînt în mare proporţie.

Circuitul defazor asigură obţinerea unei tensiuni de defazaj variabil cu frecvenţa. Această tensiune acţionînd într-un detector sensibil la fază dă o tensiune continuă proporţională cu frecvenţa tensiunii de la intrare. Liniaritatea indicaţiei este bună numai într-o mică plajă de frecvenţe.

Aparatul este indicat în special în aplicaţiile industriale pentru controlul şi reglarea turaţiei motoarelor.

(Din „*Rév. Gén. de l'Electricité*", ianuarie, 1956, M.C. Fevrot).

E.Ţ.

AVANTAJELE FOLOSIRII CALIBRELOR

621.753.3

Dezvoltarea vertiginoasă a industriei prelucrătoare a ridicat cerinţe noi cu privire la instrumentele de măsură în procesul de fabricaţie. Pe baza sistemului de toleranţe adoptat pentu prelucrările mecanice, măsurarea dimensiunilor de prelucrare a reperelor se va face cu calibre corespunzătoare toleranţelor prescrise. Această metodă de măsurare garantează ca toate reperele prelucrate să fie de aceleaşi dimensiuni în cadrul toleranţelor admise. In acelaşi timp, operaţia de măsurare se simplifică şi este posibilă să fie executată de personal mai puţin calificat cu aceeaşi exactitate ca şi de personalul de înaltă calificare.

In articol se descriu felurile de calibre fabricate în R. P. U. în fabrica specială de calibre. Există calibre pentru găuri (diametre interioare), pentru fusuri în formă de potcoave sau inele, pentru conuri, pentru filete şi calibre speciale pentru forme anumite. Pentru folosirea calibrelor există reguli stricte, care trebuie respectate, de exemplu controlul la uzură, paza de lovituri a suprafeţei calibrelor şi altele.

(Din „*Mérés és Automatika*", *tom 4*, nr. 2-3/1956, M. Pintert)

O. S.

Tracţiune electrică

LOCOMOTIVELE ELECTRICE DE 50 Hz. STADIUL ACTUAL ŞI PERSPECTIVELE DE VIITOR

621.335.2.029.42(09)

Dintre locomotivele date în exploatare pe linia Valanciennes-Thionville, alimentată în curent monofazat de 50 Hz, locomotiva cu ignitroni tip BB a dat rezultatele care au depăşit cu mult speranţele constructorilor. Dintre numeroasele rezultate citate trebuie reţinută încercarea făcută cu această locomotivă de a demara şi remorca în rampă 10 ‰, un tren de 2 007 t cu o acceleraţie de 2 cm/s², efortul maxim la jantă fiind de 41 t, respectiv un coeficient de aderenţă de 50 % — cifră foarte ridicată. In această situaţie se poate trage concluzia că alimentarea monofazată că 50 Hz permite eliminarea locomotivelor tip CC.

De asemenea locomotivele BB cu grupuri convertizoare monofazat-trifazat sau monofazat continuu, nu sînt azi interesante din cauza greutăţii mari. Dintre celelalte două soluţii — cu motoare directe sau cu redresori (ignitroni) — ultima a dat rezultate practice superioare, astfel încît i se acordă în prezent cea mai mare atenţie.

Coeficientul de aderenţă realizat poate fi încă mult ameliorat prin folosirea unor produse speciale care se introduc între roată şi şină — înafara nisipului care are unele inconveniente — şi prin anumite dispoziţii mecanice sau electrice.

Deoarece energia electrică consumată reprezintă circa 50 % din cheltuielile anuale de exploatare, mărirea randamentul mediu este de cea mai mare importanţă. Randamentul redresorilor creşte mărindu-se tensiunea de alimentare. Inlocuind, deci, ignitronii (750 V) prin redresori cu germaniu sau siliciu — azi în studiu — se va obţine o creştere a randamentului mediu de ordinul a 3-4 procente. De asemenea un factor important pentru randamentul global îl reprezintă serviciile auxiliare care consumă pînă la 14 % din energia totală absorbită.

Motoarele de tracţiune sînt de diferite tipuri, fiecare avînd anumite calităţi şi defecte. Motorul monofazat cu colector avînd inconveniente la opriri şi la viteză redusă, nu este interesant pentru maşinile de serie. Motoarele cu curent ondulat — fabricate în două variante — au dat bune rezultate. Rămîne de văzut dacă este convenabil de a avea motoare

mai simple care necesită o autoinducţie separată importantă sau dacă sînt de preferat motoarele mai complicate care nu necesită uneori inductanţe.

Frînarea electrică — care micşorează uzura bandajelor — se poate realiza prin recuperare sau pe cale reostatică. Primul sistem, realizabil pe maşinile cu redresori, dă complicaţii inacceptabile pentru moment, astfel încît se înclină pentru cel de al doilea, ajungîndu-se la locomotivele bi-curent. Acestea sînt uneori necesare atunci cînd este nevoie ca o locomotivă să circule pe o reţea care în parte este alimentată în curent continuu şi în parte în curent monofazat. De asemenea se pune uneori problema locomotivelor bi-frecvenţă care să asigure legătura dintre sistemul 25 000 V 50 Hz şi cel de 15 000 V, 16 2/3 Hz.

In evoluţia locomotivelor electrice se observă progresele realizate prin reducerea considerabilă a greutăţii (cu aproximativ 45%) mărindu-se totodată tonajul trenurilor remorcate. Actualmente locomotivele BB au circa 80 t şi este în studiu o locomotivă BB de 57 t cu cîte un singur motor pe boghiu, care să dezvolte o putere de 2 900 CP la 57 km/h. In acest fel se va reduce şi mai mult preţul locomotivelor.

Această reducere a greutăţii este limitată însă de aderenţă. In această direcţie se studiază posibilitatea unor patine electromagnetice care să apese locomotiva pe şine.

De asemenea pentru a putea satisface toate cerinţele de exploatare se preconizează locomotive uşoare la care să se poată schimba în cîteva minute raportul angrenajelor. Acestea vor putea remorca trenuri de mărfuri cu o viteză maximă de 90 km/h şi trenuri de persoane cu viteza maximă de 160 km/h.

Experienţele făcute pe linia de 50 Hz Valanciennes-Thionville permit să se întrevadă într-un viitor apropiat o evoluţie rapidă în construcţia locomotivelor electrice.

(Din *„Bul. de la Soc. Franç. des Electriciens"*, nr. 68/1956, F. Nouvion).

N.K.

COMPARAŢIE ECONOMICĂ INTRE DIFERITELE SISTEME DE TRACŢIUNE ELECTRICĂ

621.33.003

In iulie 1954 a fost dată în circulaţie, în Franţa, prima linie de cale ferată electrică, alimentată cu curent monofazat de frecvenţa industrială, după ce sistemul fusese experimentat încă din 1951 pe o linie de probă.

Cele 50 de locomotive în serviciu pe această linie au permis să se aprecieze calităţile sistemului, iar datele culese într-un an de exploatare servesc pentru a se compara cu sistemele de tracţiune electrică consacrate anterior.

Studiul comparativ a fost făcut între următoarele trei sisteme principale :

— curent continuu 3 000 V ;
— curent monofazat 15 000 V, 16 $^2/_3$ Hz ;
— curent monofazat 25 000 V, 50 Hz

Pentru a se putea trage concluzii valabile s-a presupus că prin aceste trei sisteme s-ar electrifica reţeaua de nord-est a Franţei cu circa 2 800 km linie avînd un trafic foarte variat. S-a presupus că în fiecare din cele trei sisteme se vor folosi cîte trei tipuri de locomotive şi anume : BB pentru trenuri rapide (maximum 140 km/h) BB pentru servicii mixte — trenuri accelerate, personale, mesagerii, coletărie (maximum 120 km/h) şi CC pentru trenuri de marfă grele (maximum 60 km/h). Pentru locomotivele trenurilor de călători s-a admis că vor remorca — în toate cele trei sisteme — o garnitură normală de 700 t în rampă de 8 ‰ în timp ce pentru locomotivele de marfă garnitura a fost aleasă în funcţie de posibilităţile locomotivelor specifice fiecărui sistem.

Alimentarea reţelelor celor trei sisteme s-a presupus că se va face din reţeaua publică care, în general, astăzi dispune de putere suficientă.

Sistemul de 50 Hz va fi alimentat direct, cel de curent continuu prin substaţii de redresare clasice, iar cel de 16 $^2/_3$ Hz prin convertizori de frecvenţă. In ultimul caz alimentarea se poate face, fie prin substaţii legate direct la reţeaua de 50 Hz — conversiune repartizată —, fie printr-o staţie centrală de conversiune care alimentează printr-o linie intermediară monofazată de 110 kV, mai multe substaţii — conversiune centralizată.

Studiind particularităţile fiecărui sistem de alimentare cu energie se stabileşte numărul de substaţii necesare, puterea instalată a acestora şi lungimile liniilor de înaltă tensiune ce trebuie construite pentru deservirea lor. In baza acestor date şi ţinînd seamă de costul echipamentului se ajunge la următoarele costuri totale de investiţie pentru alimentarea cu energie, exprimată în milioane de franci francezi :

25 kV 50 Hz 6 884
15 kV 16 $^2/_3$ Hz conversiune repartizată . 18 511
15 kV 16 $^2/_3$ Hz conversiune centralizată . . 19 623
3 kV curent continuu 19 206

Al doilea capitol al investiţiilor şi unul din cele mai importante, este constituit de liniile de contact. După descrierea diferitelor moduri de construcţie ale acestora, precum şi al măsurilor necesare pentru mărirea gabaritului în cazul electrificării, se evaluează costul lor total astfel :

25 kV 50 Hz 50 076
15 kV 16 2/3 Hz conversiune repartizată 48 472
15 kV 16 2/3 Hz conversiune centralizată 42 622
3 kV curent continuu 54 922

Capitole cu o pondere mai mică în totalul investiţiilor sînt cele ale instalaţiilor de semnalizare, de forţă şi lumină şi ale telecomunicaţiilor. Diferenţele de cost între sistemele comparate sînt minime la aceste capitole.

Un capitol foarte important este cel al locomotivelor. Pe baza celor arătate mai sus şi al unui studiu asupra coeficienţilor de aderenţă, al acceleraţiilor şi a capacităţii de remorcare, s-a stabilit parcul de locomotive necesar asigurării traficului pentru fiecare din cele 3 sisteme. Numărul total nu diferă prea mult, însă rezultă o inegală repartiţie între locomotivele CC şi BB, deoarece în sistemul de 50 Hz locomotivele BB au o capacitate mai mare de remorcare. Pe baza preţului unitar se ajunge la următoarele costuri totale ale parcurilor de locomotive :

25 kV 50 Hz 41 651
15 kV 16 $^2/_3$ Hz 52 266
3 kV curent continuu 47 268

In sfîrşit, pentru a putea trage concluzii valabile s-au studiat şi cheltuielile anuale de exploatare care sînt în avantajul sistemului monofazat de frecvenţă industrială.

Transformîndu-se în procente toate cifrele care rezultă din acest studiu comparativ se ajunge la următoarea tabelă :

	25 kV 50 Hz	15 kV 16 $^2/_3$ Hz cu conversiune		3 000 V curent continuu
		repartizată	centralizată	
Cheltuieli de investiţie în instalaţii fixe	100	117	120	130
Cheltuieli de investiţie în locomotive	100	125	125	113
Cheltuieli de investiţie totale	100	121	122	123
Cheltuieli anuale de exploatare	100	114	107	107

Din aceste cifre rezultă avantajul net al sistemului de tracţiune electrică cu frecvenţa industrială de 50 Hz. Se menţionează că acest avantaj se accentuează datorită perfecţionărilor ce se aduc sistemului, în special locomotivelor, pe măsură ce creşte experienţa în exploatarea liniilor respective astfel, încît se poate prevedea extinderea rapidă a sistemului de tracţiune electrică în curent monofazat de frecvenţă industrială.

(Din *„Bull. de la Soc. Française des Electriciens"* nr. 98/1956, M. Garreau).

N. K

Electrochimie

PRODUCEREA ŞI ACUMULAREA CHIMICĂ A ELECTRICITĂŢII

621.351

Folosirea proceselor electrochimice pentru generarea şi acumularea energiei electrice este cunoscută azi la elemente galvanice primare (pile) şi secundare (acumulatori). In aceste aparate producerea energiei pe o scară mai mare este limitată de consideraţii economice: consum mare de metale neferoase ş.a. S-a stabilit însă că se pot construi elemente galvanice în care procesul electrochimic constă în oxidarea combustibilor: ţiţeiul, cu subprodusele lui, cărbunii şi gazele combustibile. Aceste elemente galvanice poartă denumirea de pile de combustie.

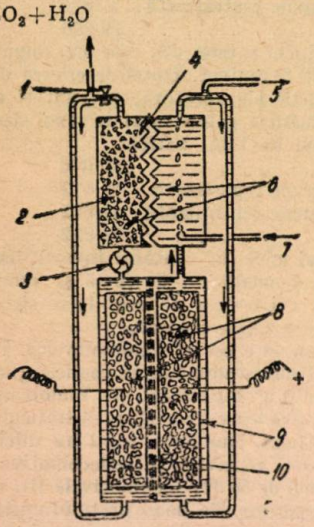


Fig. 1. Pila Redox (schema)
1—valva de reducere a presiunii; *2*—combustibil din măcinat; *3* — compresor; *4*—schimbător de căldură; *5,7* — aer; *6* — regenerator; *8*—electruzi inerţi; *9*—celula; *10*—diafragme semipermeabile

In articol sînt analizate construcţia şi posibilităţile de utilizare a pilelor de combustie. Se face o introducere în principiile termodinamice ale acestor pile şi se descriu principalele tipuri: pile redox (cu oxidare reducere) (fig. 2), pile cu hidrogen-oxigen (fig. 3) şi pile cu gaze combustibile la temperaturi înalte (fig. 4). Sînt arătate caracteristicile electrice ale acestor pile. In concluzie se arată că în următorii ciţiva ani nu se prevede posibilitatea dezvoltării pilelor de temperaturi joase. In schimb autorul consideră că pila cu hidrogen-oxigen la presiuni înalte (fig. 4) a atins stadiul de punere în aplicaţie pentru acumularea energiei electrice. In privinţa pilelor cu gaze la temperaturi înalte, cercetările recente au arătat că problemele legate de durabilitatea componenţilor pilei au fost parţial rezolvate.

In articol se dau şi consideraţii generale privind aplicarea pilelor cu combustie. Pentru consum general, folosirea pilelor necesită convertirea curentului continuu de joasă tensiune în curent alternativ pentru a permite transmisia la distanţe mari şi distribuţia energiei produse. Acest lucru complică şi scumpeşte sistemul energetic. De aceea este probabil că aplicaţiile iniţiale ale pilelor de combustie vor fi la tracţiune electrică, industria electrometalurgică şi electrochimică şi aplicaţii similare, în care se poate folosi curentul continuu de joasă tensiune. In aceste utilizări se pot obţine avantaje economice mari.

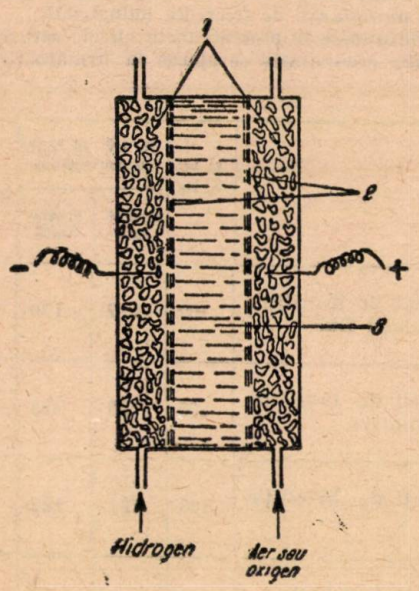


Fig. 2. Pila cu hidrogen la joasă presiune (Daotyan 1947):
1-electrozi (cărbune activat + argint sau nichel); *2*-diafragma semiporoasă sau peliculă; *3*-electrolit (hidroxid de potasiu).

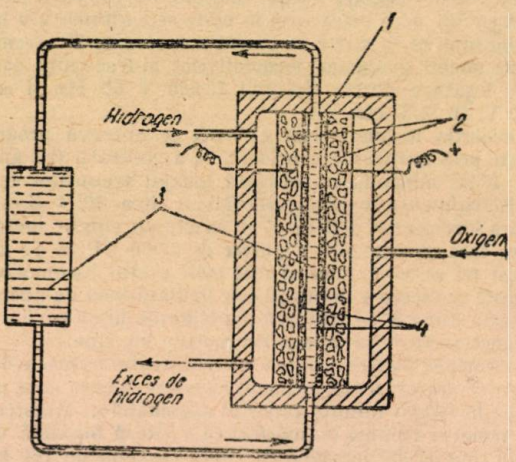


Fig. 3. Pila hidrogen-oxigen de presiune înaltă (Bacon 1952):
1-carcasa de presiune pentru 400 — 800 lb/in²; *2*-electrozi cu pori mari (nichel sinterizat); *3*-electrolit hidroxid de potasiu 27%; *4*-electrozi cu pori mici (nichel sinterizat).

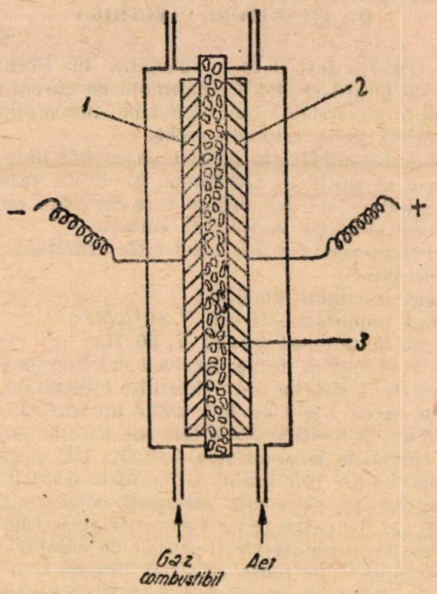


Fig. 4. Pila cu gaze la temperaturi înalte cu electrolit solid (Daotyan, 1947):
1-electrod de fier; *2*-electrod de oxid de fier; *3*-electrolit „solid" (Na_2CO_3 etc. + un oxid refractar).

Faţă de dezvoltarea care se prevede că se va da surselor nucleare, s-ar părea că pilele de combustie sînt depăşite înainte de a putea atinge stadiul de aplicaţii practice. Însă se poate vedea din planurile publicate că sursele de energie nucleară nu vor putea acoperi creşterea anuală a nevoilor

în energie electrică, astfel că ele nu vor stînjeni dezvoltarea altor surse energetice. Pe de altă parte, prin alegerea potrivită a reacţiilor, sursele electrochimice ar putea fi utilizate pentru a converti căldura în energie electrică. In acest mod ele vor putea servi în cadrul reactorilor nucleari în locul maşinilor termice convenţionale.
(Din „*Institution of Electrical Engineers, Journal*" ianuarie, 1956).

L.F.

CITEVA PROBLEME ALE ACUMULATORILOR MODERNI

621.355.2

Creşterea producţiei de autovehicule în R.P.U. în anii de după război a atras după sine creşterea producţiei de acumulatori pentru tracţiune. Ca o consecinţă a acestui fapt s-a ridicat problema economisirii plumbului şi a antimoniului care intră în producţia acumulatorilor. Autorul expune în acest articol unele rezultate ale cercetărilor efectuate în Laboratorul Central de Cercetări al industriei electrotehnice din R.P.U. In aceste cercetări s-au examinat două probleme : reducerea directă a greutăţii grătarelor de plumb şi problema plăcilor izolatoare.

Grosimea grătarelor de acumulatori de tracţiune a fost fixată încă înainte de al doilea război mondial în uzul fabricilor de acumulatori la cifra de 3,1 mm. Prin cercetările efectuate se constată că această grosime poate fi redusă la 2,2 mm, obţinînd chiar unele îmbunătăţiri ale calităţilor electrice. Reducerea grosimii are ca rezultat economisirea plumbului în proporţie de 10—20%, după tipul ales, ceea ce face mai multe zeci de vagoane de plumb anual.

In ce priveşte plăcile izolatoare se constată că plăcile din lemn nu mai corespund nivelului tehnic actual şi pot fi înlocuite cu mari avantaje cu plăci din material microporos de policlorură de vinil. Se menţionează că fabricarea plăcilor din vată de sticlă este o măsură provizorie aplicată în momentul actual din lipsă de alt material corespunzător
(Din „*Electrotechnika*", tom. 49, nr. 3/1956m, L. Pesty).

O.S

Inaltă tensiune

INFLUENŢA FORMEI UNDEI DE TENSIUNE ASUPRA RIGIDITĂŢII DIELECTRICE A UNUI INTERVAL DE AER

621.316.933.1 :537.52

Coordonarea izolaţiei instalaţiilor de înaltă tensiune se efectuează ţinînd seama de caracteristicile tensiune-timp, determinate cu ajutorul undei „standard". Deoarece în condiţiile de exploatare forma undelor de supratensiune de origine atmosferică diferă relativ mult de unda standard, avînd panta diferită şi fiind de cele mai multe ori tăiate, autorii articolului şi-au propus să studieze influenţa formei undei de tensiune asupra caracteristicilor tensiune-timp. Din analizarea unui exemplu se constată că influenţa undelor tăiate asupra formei caracteristicii tensiune-timp este deosebit de mare : factorii preponderenţi care influenţează modificarea caracteristicii tensiune-timp sînt : timpul la care s-a produs tăierea undei şi valoarea corespunzătoare a tensiunii care rezultă.

Articolul constă din două părţi mai mari.

In prima parte, după introducere, se dă descrierea instalaţiei exeperimentale şi a modului cum au fost efectuate cercetările experimentale. S-a folosit o instalaţie de impuls de tensiune de 3 MV, a cărei rezistenţă s-a variat de la 0,8 la 10 kΩ. Pentru a se studia influenţa lungimii intervalului de descărcare, distanţa dintre electrozi (tijă-tijă şi tijă-plan) a variat de la 100 la 200 cm.

Studiindu-se condiţiile producerii descărcării, în cazul undelor tăiate s-a determinat condiţia pe care trebuie să o îndeplinească valoarea tensiunii undei după ce a avut loc tăierea acesteia. Presupunîndu-se că tăierea undei de impuls de tensiune a avut loc după ce liderului i-a mai rămas de străbătut o distanţă egală cu X pînă la electrodul opus, pentru ca descărcarea să aibă loc este necesar ca valoarea tensiunii ce rezultă după tăierea undei să fie mai mare decît tensiunea de lungă durată necesară străpungerii intervalului X. Aceasta condiţie trebuie să fie respectată şi în cazul undelor de tensiune de înaltă frecvenţă.

In continuare — care poate fi considerată partea a doua a articolului — se analizează viteza de dezvoltare a liderului şi modul de determinare a caracteristicii tensiune-timp. Stabilindu-se, pe cale experimentală, legea de variaţie a tensiunii de descărcare în funcţie de intervalul X, ce a rămas de străbătut după tăierea undei de tensiune, se deduce timpul de descărcare. Pentru eliminarea influenţei timpului statistic de întîrziere a descărcării, tensiunea se ia cu 10—20% mai mare ca cea necesară ca să aibă loc descărcarea. Rezultatele obţinute pe bază de calcule corespund aproape perfect cu cele obţinute pe cale experimentală. In concluzie rezultă necesitatea de a ţine seama de forma reală a caracteristicii tensiune-timp în funcţie de parametrii undei de tensiune.
(Din „*Electricestvo*", nr. 5/1956, A.A. Acopian, V.P. Larionov şi A.S. Torosian).

G.D.

DIVIZORUL DE TENSIUNE PENTRU UN GENERATOR DE IMPULS DE TENSIUNE DE MARE PUTERE

621.319.53 :621.316.722.4

In articol se dă schema unui nou tip de divizor de tensiune pentru instalaţii de impuls de tensiune de mare putere, arătîndu-se totodată avantajele pe care le prezintă pentru a nu deforma unda de tensiune.

In cazul instalaţiilor de foarte înaltă tensiune este de dorit ca divizorul de tensiune să aibă o rezistenţă cît mai mică, astfel încît acesta să fie cît mai puţin influenţat de cîmpurile electrice exterioare sau de efectul corona. In cazul unor rezistenţe mici, prin divizorul de tensiune al unei instalaţii de impuls de tensiune de mare putere, poate trece un curent atît de intens încît conectarea dispozitivelor de măsură (în mod obişnuit oscilograful catodic) să întîmpine dificultăţi. Autorul articolului propune ca la divizorul de tensiune să se conecteze un şunt. Legarea dispozitivului de măsură să se facă la şunt în acelaşi mod ca legarea directă la divizorul de tensiune.

In continuare, în articol se dă descrierea schemei divizorului de tensiune şi a şuntului prin intermediul căruia se conectează dispozitivul de măsură. Tot în cadrul acestui capitol autorul stabileşte parametrii de bază ai divizorului de tensiune insistînd asupra influenţei cablului de legătură dintre divizor şi oscilograful catodic, de asemenea, rezultatele a o serie de măsurători efectuate pentru unde de impuls cu ajutorul unui divizor obişnuit şi cu ajutorul divizorului propus de autor, de unde rezultă avantajele utilizării acestuia din urmă.

Ţinînd seama, de parametrii divizorului de tensiune, se determină coeficientul de divizare, precum şi relaţia care permite calculul erorii relative în cazul utilizării noului tip de divizor de tensiune.

Din analizarea rezultatelor obţinute, autorul ajunge la concluzia că noul tip de divizor prezintă toate condiţiile impuse, în cazul cînd tensiunea nu depăşeşte 2 MV ; pentru tensiunile mai mari avantajele faţă de divizorul obişnuit sînt de asemenea evidente, asupra funcţionării sale neinfluenţînd eventuala apariţie a efectului corona, cîmpuri electrice exterioare sau dependenţa capacităţii condensatorilor de caracteristica de fracvenţă a tensiunii ce urmează a fi măsurate. Pentru precizarea caracteristicilor, în articol se dă descrierea unui divizor de tensiune de 6 MV. Articolul cuprinde o anexă în care se arată modul de calcul al coeficientului de divizare în cazul cînd se ia în considerare lungimea cablului de legătură dintre divizor şi oscilograful catodic.
(Din „*Electricestvo*", nr. 5/1956, M.F. Pasin).

G.D.

Protecţia catodică

ACOPERIRI DE PROTECŢIE ALE CABLURILOR ELECTRICE CONTRA COROZIUNII

621.315.2 :620.197

Pentru evitarea coroziunii se acţionează direct asupra agenţilor externi şi se alege pe cît posibil un plasament eficace în sol. Este însă necesar să se ia măsuri preventive la

însăşi construcţia cablului. Se ştie că straturile protectoare de plumb şi oţel se izolează cu pături de iută gudronată. Acestea au dezavantajul că nu asigură o etanşeitate suficientă şi, în plus, gudroanele conţin, de cele mai multe ori, acizi organici şi fenoli care provoacă cu timpul coroziunea.

Se arată în articol avantajele care rezultă din înlocuirea fibrelor de iută gudronată cu materiale plastice : polietilen şi policlorură de vinil, practic insensibile la acţiunea curenţilor electrici şi a compuşilor chimici. Sînt tratate cîteva exemple de utilizare a materialelor plastice pentru cablurile subterane.

O altă soluţie tratată în articol, accesibilă în majoritatea cazurilor, este utilizarea păturilor izolatoare de sticlă-asfalt. Creşterea relativă a costului cablurilor este neînsemnată în raport cu ameliorarea protecţiei contra coroziunii.

Articolul tratează şi modurile de încercare experimentală a cablurilor şi arată totodată şi rezultatele obţinute cu cablurile protejate cu straturi de materiale plastice.

(Din „*Rév. Gén. de l'Electricité*", febr., 1956, Siler). *E.Ţ.*

Electronica

O DIAGRAMĂ PENTRU EVALUAREA CONSTANTELOR CRISTALELOR REDRESOARE

621.376.234 :518.3

Tensiunea la bornele unui cristal diodă este legată de curentul care trece prin cristal printr-o relaţie de forma :

$$I = I_0 (e^{\alpha V} - 1).$$

Articolul dă o metodă rapidă de evaluare a acestei constante. Într-adevăr, logaritmînd relaţia de mai sus şi trasînd-o la scara semilogaritmică pentru diferite valori ale lui

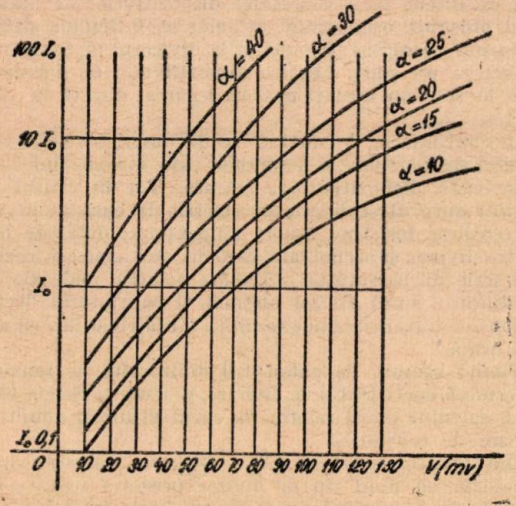


Fig. 1

I_0 şi α, se obţine o familie de curbe care acoperă necesităţile curente. Astfel, pentru cristalele de siliciu se va considera o variaţie a lui α între 10—40 şi a lui I_0 între 0,1—100. Curbele se vor prezenta ca în fig. 1.

(Din „*Electronic Engineering*", aprilie, 1956, Templeton). *M.B.*

CÎTEVA TIPURI NOI DE TRIODE CU VID PENTRU TENSIUNE ÎNALTĂ ŞI CURENT REDUS

621.385.3.027.3

Dezvoltarea aparatelor electronice de înaltă tensiune a făcut necesară crearea unor tipuri noi de triodă, care să funcţioneze la tensiuni de ordinul zecilor de kV şi curenţi pînă la 10 mA.

Cele trei tipuri de astfel de triode descrise în articol au catodă cu oxizi cu încălzire indirectă, fie la 4 V, fie la 6,3 V.

Catodele şi anodele sînt cilindrice : puterea disipată de anod este de 40 W. Factorul de amplificare este de aproximativ 300—600. Fiecare din cele trei tipuri poate fi întrebuinţat ca rezistenţă variabilă de înaltă tensiune, necesară în ridicarea caracteristicii unui redresor de înaltă tensiune.

Ele se mai întrebuinţează şi ca stabilizator de tensiune în diferite montaje. Rezistenţele lor interne sînt de ordinul miilor de kΩ. Ele se numesc HL—11, HL—21, HR—9 (10).

(Din „*Electronic Engineering*", aprilie, 1956). *M.B.*

UN OSCILOGRAF PENTRU FENOMENE EXTREM DE RAPIDE

621.317.75

Aparatul descris este destinat studiul amorsării oscilaţiilor de radiofrecvenţă într-un magnetron de impulsuri, dar poate fi utilizat şi pentru alte fenomene rapid variabile.

Osciloscraful constă în esenţă dintr-un generator de impulsuri declanşat din exterior, o bază de timp liniară de tipul „cu curent constant" şi un amplificator în contratimp pentru axa X.

Baza de timp are o viteză de 2,5 cm/mμs şi este realizată cu tetrode de putere special alese şi încercate în regim de impulsuri.

Din cauza frecvenţelor înalte de examinat (pînă la 10 000 MHz) este folosit un tub catodic special construit. Plăcile Y sînt realizate sub forma unei linii de transmisiune în scurtcircuit, pentru a evita distorsiunile datorite timpului de tranzit şi a reduce capacitatea plăcilor. Mai mult, construcţia sub formă de linie dă posibilitatea adaptării semnalului la plăci.

Pentru a uşura examinarea diverselor părţi ale unei forme de undă, sînt prevăzute scurte porţiuni de cable coaxiale de 70 Ω, pentru a întîrzia fie pornirea bazei de timp, fie semnalul de examinat.

Osciloscraful mai posedă şi un calibrator de timp, sub forma unui oscilator în impulsuri pe 1 250 MHz, frecvenţă determinată precis cu un undametru. Sinusoida de calibrare se aplică direct pe plăcile axei Y, constituind în acelaşi timp şi o determinare a liniarităţii bazei de timp.

(Din „*The Proceedings of the Institution of Electrical Engineering*", p. *B*, martie, 1956, F.R, Connor). *I.L.*

UN GENERATOR ELECTRONIC FOLOSIT PENTRU ETALONAREA INSTRUMENTELOR

621.317.7.089.6 :621.373.431

In introducerea articolului se fac o serie de consideraţii asupra modului de realizare a surselor de putere pentru etalonarea aparatelor electrice de măsură în curent alternativ. Se compară avantajele şi dezavantajele surselor cu motor şi alternator şi ale celor electronice.

La Laboratorul Naţional de Fizică din Anglia se utilizează ambele sisteme. Grupurile motor-alternator sînt utilizate pentru puteri relativ mari (peste 25 kVA) şi frecvenţe pînă la 500 Hz. La frecvenţe mai mari se folosesc generatori electronici, de puteri sub 1 kW, ale căror avantaje sînt : tensiunea la ieşire mai constantă decît în cazul alternatorilor, distorsiuni mici, frecvenţa constantă, independentă de sarcină şi comod variabilă ; sistemul este compact, uşor de comandat şi alimentat direct de la reţea.

Autorii descriu un generator electronic care cuprinde : un oscilator pe frecvenţe între 30 Hz şi 5 kHz, 2 amplificatori de putere şi un defazor. Sistemul are două ieşiri a cîte cel puţin 700 VA.

Autorii descriu sistematic oscilatorul, amplificatorul şi defazorul, subliniind că, deşi nu sînt folosite principii noi, printr-o proiectare riguroasă se pot obţine performanţe deosebit de bune.

Oscilatorul RC are o variaţie a tensiunii de ieşire de cel mult 0,02% pe oră, distorsiuni sub 0,15 % şi o componentă de frecvenţă a reţelei de 0,002 %.

Amplificatorul este realizat pornind de la un model comercial mult modificat şi îmbunătăţit. El cuprinde 5 etaje în contratimp, cu o puternică reacţie negativă (34—36 dB).

Amplificatorii pot fi excitaţi direct de la oscilator pentru a da două ieşiri în fază, care pot fi legate în serie, sau unul dintre ei poate primi semnalul trecut prin defazor, astfel că faza tensiunii la ieşirea lui poate varia faţă de ieşirea celuilalt. Această a doua metodă este folosită curent în etalonarea wattmetrelor.

(Din „*Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*", *B*, ianuarie, 1956, F. J. Wilkins şi S. Harkness). *I.L.*

AMPLIFICATORI CU REACȚIE DE BANDA LARGĂ CU TRANSISTORI

621.375.421

Necesitatea de a avea amplificatori liniari, de cîștig constant independent de variații mari în parametrii transistorilor, a condus la studiul amplificatorilor cu transistori cu reacție negativă.

Articolul studiază o schemă formată din 3 etaje cu emiterul comun, cuplate prin capacitate-rezistență, la care se aplică o reacție serie, derivație sau mixtă. Se arată că, pentru această schemă, se pot obține formule simple în cazul cînd reacția negativă este suficient de puternică. In această ipoteză, stabilitatea dinamică poate fi analizată suficient de precis, considerînd căile directă și inversă ale buclei de reacție ca separabile.

Ținînd seamă de gama restrînsă de frecvență a transistorilor utilizați, reacția negativă maximă posibilă fără instabilitate depinde aproape numai de caracteristica de frecvență a cîștigului în curent al transistorului α.

Se arată că, caracteristica lui α poate fi reprezentată cu suficientă precizie prin aproximarea cu o rețea RC, ceea ce permite o analiză simplă a condițiilor de stabilitate dinamică și alegerea rezervelor potrivite de amplitudine și fază.

Se dau mai multe exemple în care, cu transistori cu o frecvență de tăiere de 500 kHz, se realizează amplificatori de cîștig global în putere de 33 dB și cu 30 dB reacție negativă. Pentru a asigura stabilitatea, se introduc în bucla de reacție rețele defazoare, de altfel simple.

Caracteristicile de frecvență obținute sînt plate pînă la 100 kHz.

(Din „*The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* p. B, ianuarie, 1956, J. Almond și A. R. Boothroyd).

I.L.

STABILIZATOR DE JOASĂ TENSIUNE

621.316.722.1.027.2

Aparatul descris mai jos dă tensiuni stabilizate de ordinul 1-2 V, necesare la alimentarea filamentelor tuburilor și chiar la negativarea grilelor etc. Noul stabilizator este format dintr-o anodă de nichel, o catodă de cadmiu și oxid de cadmiu și un „separator" format dintr-o grilă neconductoare, impregnată cu electrolit. Totul este pus într-un material plastic și închis într-o cutie de oțel. Trecerea curentului reduce oxidul de cadmiu de pe catod și pune în libertate oxigenul la anodă; acesta trece prin grilă spre catod și reface oxidul de cadmiu; procesul este ciclic și nu comportă pierderi; procesele chimice descrise care au loc la anodă și catodă, determină apariția unui potențial constant între acești doi electrozi, indiferent de valoarea curentului ce trece prin ei. Caracteristicile tensiune-curent sînt indicate în fig. 1.

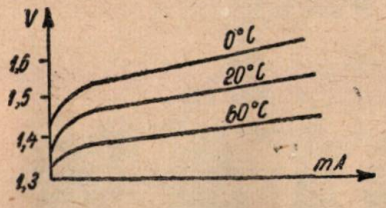


Fig. 1

Durata acestor celule este de 10 000 ore.

Prin conectarea lor în serie și paralel, se obțin diverse tensiuni și curenți.

(Din „*Wireless World*", februarie, 1956).

M. B.

CALCULATORI MINIATURĂ CU TRANSISTOR

681.14: 621.314.7

Intrebuințarea tuburilor termionice în calculatorii miniatură prezintă o serie de inconveniente, printre care citățm:

— viața limitată a tubului și îmbătrînirea sa, duce la o proastă siguranță a echipamentului unui calculator ce conține cîteva mii de tuburi;

— căldura degajată de acest mare număr de tuburi amenință siguranța celorlalte componente;

— utilizarea neeconomică a spațiului.

In momentul de față, se propun alte două posibilități de realizare a calculatorilor cu ajutorul transistorilor și a miezurilor magnetice bistabile.

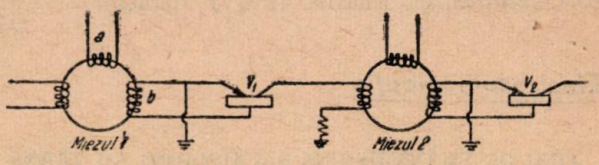


Fig. 1

Amîndouă sînt mici, robuste, degajă căldură mică, au o viață lungă și necesită o sursă de putere de cîțiva volți.

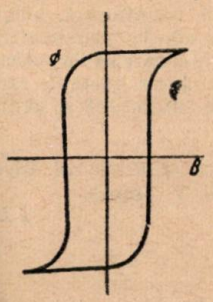


Fig. 2

Iată, de exemplu, cum funcționează un circuit basculant realizat prin combinarea transistorilor și circuitelor magnetice cu miez de ferite. Schematic, circuitul se prezintă ca în fig.1

Datorită caracteristicii histerezis „dreptunghiulare" a feritelor (fig. 2), un impuls dat în înfășurarea *a* a miezului 1, va determina o bruscă schimbare a fluxului în miezul 1 și va genera o tensiune în înfășurarea *b*; această tensiune este astfel încît pozitivează emiterul transistorului V_1 față de bază și determină în al doilea miez o schimbare rapidă a fluxului miezului 2, în sens invers față de primul, ceea ce va negativa emiterul față de bază și deci va bloca transistorul V_2.

Articolul analizează diferitele posibilități de întrebuințare a acestor elemente.

(Din „*Wireless World*", mai 1956)

M.B.

CAPACITATE VARIABILĂ ELECTRIC AVIND UN DIELECTRIC GAZOS

621.319.4 :621.315.618

Dacă între plăcile unui condensator se introduce un tub cu gaz (de exemplu cu neon), atunci, valoarea capacității, va fi funcție de intensitatea curentului de ionizare a tubului, întrucît aceasta înseamnă o variație a constantei sale dielectrice.

Variația maximă de capacitate are loc între starea de neionizare și cea de ionizare maximă; asemenea variațiuni mari de capacitate sînt necesare în unele aplicații; în ceea ce privește modulația de frecvență, este necesară menținerea unui nivel constant de ionizare deasupra punctului de extincție,

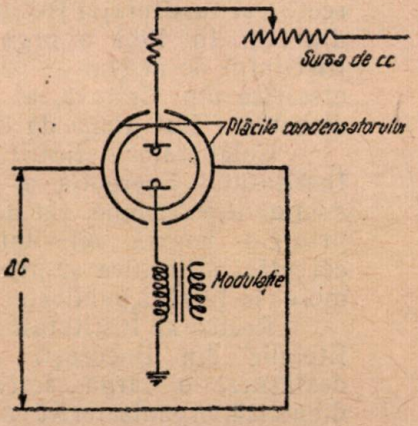


Fig. 1

ceea ce se realizează printr-o alimentare constantă de curent continuu.

Schema întrebuințării acestui nou tip de capacitate variabilă, într-un circuit de *M.F.* este prezentată în fig. 1.

Articolul cuprinde date tehnice asupra comportării capacităţii în diferite condiţii şi la diferite frecvenţe, precum şi schema completă a unui oscilator modulat în frecvenţă ce conţine o astfel de capacitate.
(Din „*Electronics*", ianuarie, 1956, J. Gordon).

M.B.

Electrocomunicaţie

LINII DE TRANSMISIUNE NEUNIFORME CU TRANSFORMATORI DE IMPEDANTA

621.372.51 :621.372.21

Se consideră ecuaţia care dă coeficientul de reflecţie la un capăt al unei linii de transmisiune neuniformă, adaptată la celălalt capăt. Se dezvoltă apoi o soluţie aproximativă care permite proiectarea unor asemenea linii care să fie optime ca secţiuni de adaptare. Se calculează cîteva exemple care sînt comparate cu cele deja descrise în literatură şi găsite superioare.

(Din „*The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*", p. B, martie, 1956 J. Willis şi N. V. Sinha).

I.L.

STABILIZAREA FRECVENŢEI OSCILATORILOR

621.373.431.016.35

In receptorii cu modulaţie în frecvenţă sau de televiziune, influenţa temperaturii asupra inductanţelor bobinelor, este foarte nepăcută, ducînd la schimbări importante a frecvenţei oscilatorului.

Analizînd schimbările de dimensiune ale firului, pentru diferite tipuri de bobine şi considerînd diferiţi coeficienţi de temperatură, autorul arată că în cazul unui oscilator pe 100 MHz şi avînd în vedere şi coeficientul de temperatură a capacităţii, se ajunge la o variaţie de 14 kHz pentru un grad de temperatură. Cum diferenţele de temperatură pot ajunge la 30°, asta înseamnă o variaţie de 420 kHz a frecvenţei oscilatorului, ceea ce la o lărgime de bandă de 180 kHz (canalul de înaltă frecvenţă) înseamnă introducerea unor serioase distorsiuni.

Un remediu îl constituie întrebuinţarea capacităţilor cu coeficienţi negativi de temperatură, care se pun în paralel pe capacitatea de acord, fie se utilizează drept capacităţi de cuplaj între circuit şi tub. Ele se pot plasa oriunde, astfel ca temperatura lor să fie o medie între temperatura bobinei şi cea a suporţilor tubului şi a celorlalte elemente. Aceasta se realizează prin diferite încercări experimentale.
(Din „*Wireless World*", mai, 1956, V. N. Gray).

M.B

CRONICA

In timpul tipăririi revistei aflăm cu adîncă îndurerare vestea morţii premature a omului de ştiinţă, profesorului şi apreciatului nostru colaborator

CEZAR PARTENI ANTONI

Născut în anul 1900 la Iaşi, după terminarea studiilor medii, el a urmat facultatea de ştiinţe a Universităţii din Iaşi între ani 1918—1922 şi în 1925 a trecut examenul de doctorat în specialitatea maşini electrice la Universitatea Nancy-Franţa. Incă din anul 1921 ca student, a intrat în corpul didactic, ajutător, ca preparator, apoi asistent şi conferenţiar, parcurgînd toate gradele didactice pînă la profesor şef de catedră.

Intre 1944 — 1951, a fost rector al Institutului Politehnic din Iaşi. In 1951 a organizat Institutul de maşini şi aparate electrice din Craiova, al cărui director a fost timp de 3 ani.

Colaborator ştiinţific al Institutului Energetic al Academiei R.P.Romîne s-a distins printr-o bogată activitate de cercetări ştiinţifice şi prin numeroase lucrări publicate.

Rector al Institutului Politehnic din Bucureşti el a desfăşurat o largă activitate didactică, organizatorică şi educativă. Prin dispariţia lui timpurie învăţămîntul superior pierde un profesor, un colaborator şi un îndrumător de valoare.

Ministerul Invăţămîntului.
Institutul Politehnic Bucureşti.
Comitetul Central al Sindicatului Muncitorilor din Invăţămînt

Infiinţarea comitetului naţional romîn pentru participarea la conferinţele energetice şi electrotehnice internaţionale

Conf. ing. G. LAZARIDE

621.311.1.027.3 : 061.24 (R)

Cunoaşterea realizărilor ştiinţifice şi tehnice din alte ţări, informarea unor cercuri largi de ingineri şi tehnicieni asupra celor mai noi realizări din ţările cu tehnica cea mai avansată şi folosirea acestor informaţii prin aplicarea experienţei din alte părţi în condiţiile ţării noastre pentru ridicarea continuă a nivelului tehnic, formează de mult una din preocupările importante ale Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor.

O cale foarte eficientă pentru cunoaşterea experienţei altor ţări şi pentru schimbul de informaţii cu caracter tehnic îl formează conferinţele, congresele, reuniunile şi alte manifestări internaţionale cu caracter de specialitate.

Pentru a se asigura o participare mai bine organizată la asemenea manifestări, prin care să se facă cunoscute realizările din ţara noastră şi pentru a se asigura folosirea cît mai completă şi mai largă a experienţei cîştigate de pe urma unor asemenea participări, Consiliul Central al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor la propunerea Secţiei Energetică şi Electrotehnică, a luat iniţiativa creierii în cadrul său a unui „Comitet Naţional Romîn pentru Participarea la Conferinţele Energetice şi Electrotehnice internaţionale" prescurtat „CRPCE".

Deşi de curînd înfiinţat, acest comitet a asigurat participarea unor delegaţi din R.P.R. la trei importante conferinţe internaţionale energetice şi electrotehnice, care s-au ţinut în acest an, şi anume :

— a şasea Conferinţă Mondială a Energiei — ţinută între 17 şi 22 iunie 1956 la Viena ;

— a 16-a Conferinţă Internaţională a Marilor Reţele Electrice, ţinută la Paris între 31 mai şi 6 iunie 1956 ;

— reuniunea de la München a Comisiunii Electrotehnice Internaţionale, ţinută între 26 iunie şi 6 iulie 1956.

Comitetul Naţional Romîn pentru Participarea la Conferinţele Energetice şi Electrotehnice Internaţionale este condus de un preşedinte, care este preşedintele secţiei a treia de Ştiinţe Tehnice a Academiei R.P.R., are un număr de vicepreşedinţi, un secretar general şi un număr de membri care sînt, fie reprezentanţii ministerelor şi instituţiilor care au în preocupările lor problemele de energetică sau de electrotehnică, fie oameni de ştiinţă sau tehnicieni cunoscuţi prin activitatea lor în acest domeniu.

Componenţa actuală a Comitetului este următoarea :

Preşedinte :

Acad. Prof. Ing. I. S. Gheorghiu : Preşedintele secţiei a III-a de Ştiinţe Tehnice a Academiei R.P.R.

Vicepreşedinţi :

Prof. Ing. M. Bercovici : Membru corespondent al Academiei R.P.R., preşedintele Secţiei Electricitate din Consiliul Central A.S.I.T.

Prof. Ing. C. Dinculescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R., preşedinte al Comitetului Naţional Romîn pentru Conferinţa Mondială a Energiei.

Acad. Prof. Ing. C. Budeanu : Preşedinte al Comitetului Naţional Romîn pentru Conferinţa Internaţională a Marilor Reţele Electrice.

Prof. Dr. Ing. R. Răduleţ : Membru corespondent al Academiei R.P.R., preşedinte al Comitetului Electrotehnic Romîn

Membri :

Ing. Gh. Cioară : Ministrul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.

Ing. I. Mineu : Ministrul Minelor.

I. Dumitru : Ministrul Industriei Petrolului

Prof. Dr. Ing. T. Tănăsescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R., vicepreşedinte al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor ş Tehnicienilor din R.P.R.

Ing. E. Mateaş : Vicepreşedinte al Comitetului de Stat pentru Tehnică.

Acad. Prof. C. Bădărău : Director al Institutului de Fizică al Academiei R.P.R.

Acad. Prof. Dr. Ing. C. Micloşi : Directorul Bazei de Cercetări din Timişoara a Academiei R.P.R.

Prof. Dr. Ing. C. Mateescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R.

Ing. H. Iancu : Locţiitor al Ministrului Industriei Petrolului

Ing. Gh. Covaci : Vicepreşedinte al Comitetului de Stat al Planificării.

Prof. Ing. I. Miletineanu : Directorul General al Oficiului de Stat pentru Standarde, vicepreşedinte al Comitetului Electrotehnic Romîn.

Prof. Ing. A. Popescu : Profesor la Institutul Politehnic Bucureşti.

Prof. Dr. Ing. I. S. Antoniu : Vicepreşedinte al Comitetului Naţional pentru Conferinţa Internaţională a Marilor Reţele Electrice.

Prof. Dr. A. Avramescu : Vicepreşedinte al Comitetului Electrotehnic Romîn.

Secretar General :

Conf. Ing. G. Lazaride : Director Tehnic Coordonator în Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.

Pentru a asigura o participare corespunzătoare a delegaţilor ţării noastre la organizaţiile internaţionale energetice şi electrotehnice permanente, cu caracter tehnico-ştiinţific, la care R.P.R. este înscrisă ca membru, Comitetul Naţional Romîn pentru Participarea la Conferinţe Energetice şi Electrotehnice Internaţionale, poate înfiinţa în cadrul său aşa numite „Comitete de specialitate".

Astfel în urma admiterii R.P.R. în iunie 1956 ca membră a „Conferinţei Mondiale a Energiei (World Power Conference)", ca urmare a cererii ASIT, C R P C E a înfiinţat „Comitetul Naţional Romîn pentru Conferinţa Mondială a Energiei" a cărui componenţă este următoarea :

Preşedinte :

Prof. Ing. C. Dinculescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R., locţiitor al Ministrului Învăţămîntului.

Vicepreşedinte :

Prof. Ing. M. Bercovici : Membru corespondent al Academiei R.P.R. preşedintele Secţiei Electricitate a Consiliului Central ASIT.

Membri :

Acad. Prof. Dr. A. Codarcea : Vicepreşedinte al Institutului Geologic.

Prof. Dr. Ing. T. Tănăsescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R., director adjunct al Institutului de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

Prof. Dr. Ing. R. Răduleţ : Membru corespondent al Academiei R.P.R. directorul Institutului de Energetică al Academiei R.P.R.

Prof. Dr. Ing. Cr. Mateescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R.

Prof. Dr. Ing. D. Pavel : Hidroenergetician Sef al Institutului de Studii şi Proiectări Energetice.

Prof. Dr. Ing. I. Blum : De la Institutul de Energetică al Academiei R.P.R.

Ing. Gh. Covaci : Vicepreşedinte al Comitetului de Stat al Planificării.

Ing. H. Iancu : Locţiitor al Ministrului Industriei Petrolului.

Ing. B. Almăşan : Locţiitor al Ministrului Minelor.

Ing. V. Motaş : De la Ministerul Industriei Petrolului

Ing. M. Bogdan : De la Preşedenţia Consiliului de Miniştri.

Ing. E. Vischi : De la Ministerul Minelor.

Ing. V. Boico : Directorul Combustibililor la Comitetul de Stat al Planificării.
Conf. Ing. I. Saphier : De la Comitetul de Stat al Planificării.
Ing. A. Georgescu : Director General în Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.
Prof. Ing. St. Gheorghiu : Termician Şef al Institutului de Studii şi Proiectări Energetice.
Ing. N. Negrescu : De la Ministerul Metalurgiei şi Construcţiilor de Maşini.
Ing. G. Egy : De la Institutul de Energetică al Academiei R.P.R.

Secretar :

Conf. Ing. I. Stăncescu : Energetician Şef al Institutului de Studii şi Proiectări Energetice.

Acest comitet şi-a fixat în programul său studierea materialului — celei de a 6-a Conferinţe Mondiale a Energiei constînd din referate din domeniile : situaţia şi dezvoltarea economiei energetice a diferitelor ţări ; tratarea şi transformarea combustibililor ; exploatarea resurselor primare de energie (centrale termice, hidraulice, energie nucleară şi alte resurse) ; epurarea gazelor industriale şi gazelor de eşapare în economia energetică ; cooperarea internaţională în domeniul economiei energetice şi recomandarea folosirii acelor probleme care interesează ţara noastră.

Tot în programul comitetului este înscrisă pregătirea participării ţării noastre la Conferinţa parţială a Conferinţei Mondiale a Energiei care va avea loc la Belgrad cu tema : „Energia ca factor de dezvoltare a ţărilor slab dezvoltate din punct de vedere economic".

Intrucît C R P C E a cerut şi s-a admis de către Conferinţa Internaţională a Marilor Reţele Electrice (Conference Internationale des Grands Reseaux Electriques — CIGRE) înscrierea sa drept comitet naţional, în cadrul C R P C E s-a înfiinţat „Comitetul Naţional Romîn pentru participarea la Conferinţa Internaţional a Marilor Reţele Electrice", cu componenţa următoare" :

Preşedinte :

Acad. Ing. C. Budeanu : Profesor la Institutul Politehnic Bucureşti.

Vicepreşedinte :

Prof. Dr. Ing. I. S. Antoniu : Profesor la Institutul Politehnic Bucureşti.

Membri :

Prof. Ing. M. Bercovici : Membru corespondent al Academiei R.P.R., preşedinte al Secţiei Electricitate al Consiliului Central ASIT .
Prof. Dr. Ing. T. Tănăsescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R., Director Adjunct al Institutului de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.
Acad. Prof. Ing. Dr. C. Micloşi : Director al Bazei de Cercetări din Timişoara a Academiei R.P.R.
Prof. Dr. Ing. A. Avramescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R.
Ing. E. Constantinescu : Inginer Şef al Institutului de Studii şi Proiectări Energetice.
Prof. Dr. Ing. V. Corlăţeanu : Profesor la Institutul Politehnic Iaşi.
Conf. Ing. C. Apetrei : Director Ştiinţific al Institutului de Energetică al Academiei R.P.R.
Ing. P. Dimo : Electrician Şef al Institutului de Studii şi Proiectări Energetice.
Ing. V. Nitu : Candidat în ştiinţe tehnice, Institutul de Studii şi Proiectări Energetice.
Ing. E. Potolea : Candidat în ştiinţe tehnice. Institutul Politehnic Bucureşti.

Secretar :

Conf. Ing. C. Mihăileanu : Director Tehnic în Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrice.

Inafară de problema studierii şi folosirii materialului cuprins în cele 117 referate ţinute la cea de a 16-a conferinţă a acestei organizaţii, acest comitet şi-a fixat un program pentru pregătirea unor referate la următoarea sesiune a CIGRE care va avea loc în 1958.

La cererea Oficiului de Stat pentru Standarde, R.P.R. a fost admisă ca membră a Comisiei Electrotehnice Internaţionale (Commission Electrotehnique Internationale — CEI).

Pentru a se asigura participarea R.P.R. la lucrările acestei Comisiuni — tot C R P C E a organizat „Comitetul Electrotehnic Romîn" — prescurtat C.E.R. — avînd următoarea componenţă :

Preşedinte :

Prof. Dr. Ing. R. Răduleţ : Membru corespondent al Academiei R.P.R. directorul Institutului de Energetică al Academiei R.P.R.

Vicepreşedinţi :

Prof. Ing. I. Miletineanu : Director General al Oficiului de Stat pentru Standarde.
Prof. Dr. Ing. A. Avramescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R.

Membri :

Acad. Prof. Ing. C. Budeanu : Profesor la Institutul Politehnic Bucureşti.
Prof. Ing. M. Bercovici : Membru corespondent al Academiei R.P.R.
Prof. Dr. Ing. T. Tănăsescu : Membru corespondent al Academiei R.P.R. director adj. al Institutului de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.
Prof. Dr. Ing. P. Andronescu : Profesor la Institutul Politehnic Timişoara.
Prof. Dr. Ing. I. S. Antoniu : Decan al Facultăţii Electrotehnice, Institutul Politehnic Bucureşti.
Prof. Ing. A. Popescu : Profesor la Institutul Politehnic Bucureşti.
Conf. Ing. V. Iancovici : Locţiitor al Ministrului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.
Conf. Ing. G. Lazaride : Director tehnic în Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.
Conf. Ing. A. Schwefelberg : Director în Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.
Ing. N. Nicolae : Director General în Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.
Conf. Ing. R. Stere : Director al Institutului de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice.
Ing. N. Atias : De la Oficiul de Stat pentru Standarde.
Prof. Ing. Gh. Cartianu : Profesor la Institutul Politehnic Bucureşti.
Prof. Ing. S. Condrea : Profesor la Institutul Politehnic Bucureşti.
Prof. Dr. Ing. N. Boţan : Profesor la Institutul Politehnic Iaşi.
Ing. Gh. Hortopan : De la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice.
Ing. E. Gross : De la Ministerul Poştelor şi Telecomunicaţiilor.
Ing. M. Steru : De la Institutul de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice.

Programul de lucru a acestui Comitet constă în principal în participarea la lucrările permanente de standardizare pe scară internaţională în domeniul electrotehnic făcute de C E I prin Comitetele sale tehnice, şi, evident, de folosire a tuturor materialelor primite pentru îmbunătăţirea standardizării noastre în acest domeniu.

De asemenea acest comitet urmează să se ocupe de folosirea Vocabularului Electrotehnic Internaţional întocmit de C E I, la precizarea propriului nostru vecabular în acest domeniu.

Acest comitet trebuie să asigure participarea R.P.R. la lucrările diferitelor reuniuni ale celor 42 de comitete tehnice C E I şi a reuniunii generale care va avea loc în 1957 la Moscova.

Inafară de aceste trei comitete de specialitate CRPCE pe măsura necesităţilor, are în program formarea şi a altor asemenea comitete.

Comitetul Naţional Romîn pentru Participarea la Conferinţele Energetice şi Electrotehnice şi Comitetele sale de specialitate, reprezintă o formă organizatorică a cărei lipsă era de mult simţită şi care trebuie să aibă un rol de mare importanţă în sprijinirea introducerii tehnicii noi în domeniul energetic şi electrotehnic prin folosirea cuceririlor ştiinţei şi tehnicii din toată lumea.

Congres internațional de tehnica calculatorilor digitali

681.14 :061.3

Nu de mult a avut loc la Londra, sub auspiciile Institutului Inginerilor Electricieni, un congres de tehnica calculatorilor digitali. Numărul mare de participanți — 1 400 — dintre care 127 delegați străini, arată marea importanță de care se bucură astăzi în întreaga lume calculatorii electronici și mai ales creșterea continuă a interesului pentru ei. Astfel la congresul precedent ce avusese loc cu trei ani în urmă, participaseră numai 200 persoane. Congresul a durat patru zile, lucrările fiind prezentate, fie în sesiunea comună — cele de interes general, fie pe secții de specialitate. In ultimele două zile s-au vizitat calculatorii companiilor comerciale, ale guvernului și ale universităților.

Congresul a fost deschis de către președintele I.E.E., mesajul inaugural fiind pronunțat de președintele Societății Regale, care a arătat că spre a se ajunge la actualii calculatori, a trebui să se unească mai multe linii de gîndire : teoria numerilor, teoria relațiilor dintre matematică și logică, tehnica tuburilor electronice. După aceasta, a schițat panorama extraordinară pe care o deschid calculatorii electronici : din punct de vedere științific, atacarea unor probleme ce conduceau la calcule inextricabile ; din punct de vedere administrativ, la automatizarea lucrărilor de birou, în industrie la controlul automat și la automatizarea completă.

După ce vorbitorul și-a exprimat speranța că această automatizare se va face cu redistribuirea corectă a muncii, a încheiat atingînd și vechile probleme : „Poate mașina să gîndească?" și „Analogia creer-mașină".

O a doua lucrare de caracter general a fost citită de Prof. F.C. Williams, care a schițat istoricul calculatorilor digitali de la Universitatea din Manchester. In perioada 1946—1956 aici s-au construit doi calculatori mari și unul experimental, cu transistori. O versiune comercială a primei mașini mari este în funcție din 1951 și are pînă acum 17 500 ore de lucru util. In acest timp 34 grupuri au utilizat-o în diverse scopuri, 104 persoane au fost instruite să o utilizeze și 66 lucrări științifice publicate, utilizează calcule efectuate cu ea.

Calculatorii în cauză lucrează foarte corect, făcînd în medie o eroare la 4 milioane operații. Mașina este foarte ieftină, în sensul că efectuarea unei operații costă de 50 de ori mai ieftin decît ar costa dacă ar fi făcută de om.

In a doua zi a congresului în secția generală s-au prezentat lucrări matematice : analiza, numerică și proiectare logică. Pe specialități s-au discutat probleme de aplicații, în trei secții : calcule tehnice și științifice ; aplicații de birou ; control industrial.

In a treia zi a congresului, secția generală a discutat progresele realizate în Anglia în construcția calculatorilor digitali.

Astăzi se comercializează două mari tipuri de calculatori : tipul „Deuce" și tipul „Mercury". Primul are o memorie rapidă cu 12 000 digiți binari (bd) cu linii cu mercur și o tobă magnetică cu o capacitate de 260 000 digiți și 60 capete. Intrarea și ieșirea se face prin cartele perforate.

A doua mașină are o memorie cu miezuri magnetice cu 40 000 bd, memoria celor patru tobe magnetice fiind de 650 000 bd. Virgula se păstrează într-un mod complet automat. Intrarea și ieșirea se face pe bandă de teleimprimator.

Inafară de aceste mașini mari s-au prezentat și numeroase alte modele de dimensiuni mai mici.

Un interes deosebit au prezentat și cele două secții speciale, una dedicată memoriei cu acces rapid și cealaltă sistemelor de înregistrare pe bandă magnetică.

In prima secție N. H. Taylor, de la Institutul Tehnologic din Massachusetts (M. I. T.) a descris memoria cu miezuri magnetice pe care o construiește și care are o capacitate de două milioane digiți. Numai costul miezuriilor necesare se cifrează la circa patru-cinci milioane lei, ceea ce este mai mult decît costul unei mașini „Deuce" sau „Mercury".

In a doua secție s-au prezentat memorii cu bandă mergînd la densități de 100 digiți pe țol și 100 țoli/s.

S-au prezentat cazuri ce pot citi și pe bandă staționară.

In ultima zi a congresului, în sesiunea generală s-au prezentat calculatori cu transistori. Cele de la Harwell și Universitatea Manchester lucrează în frecvențe de 100 000 digiți/s, ceea ce este foarte puțin, în S. U. A. lucrîndu-se cu 5 000 000 digiți/s.

In una din secțiile de specialitate, s-a discutat problema combinării miezurilor magnetice cu transistorii cu joncțiune.

In alte secții s-au studiat conversia analog-digital și, mai ales, utilizarea nematematică a calculatorilor. S-au prezentat aici lucrări despre traducerea automată, jocuri și recunoașterea caracterului.

Delegații U. R. S. S. au arătat aici că în țara lor se fac traduceri automate din engleză în rusă din 1955.

Congresul s-a dovedit a fi extrem de interesant.

E.N

Un nou simposion de teoria informației

621.39 :621.37

Intre 10 și 12 septembrie 1956 a avut loc la Institutul Tehnologic din Massachusetts, S.U.A., un simposion de teoria informației, organizat de Institutul inginerilor de radio americani (IRE), mai precis, de grupul profesional din acest Institut, care se ocupă de teoria informației. Reamintim că actualmente IRE este organizat pe grupuri profesionale, existînd 21 de astfel de grupuri, fiecare scoțînd o revistă trimestrială și avînd în genere un simposion anual.

Simposionul de anul acesta organizat de grupul care se ocupă de teoria informației prezintă un interes deosebit, arătînd rolul extrem de important pe care îl joacă actualmente electronica în toate ramurile de activitate umană, atît practice cît și speculative. Acest fapt va reieși din simpla enumerare a temelor prezentate la simposion. Se va vedea că electronica a dat prin teoria informației un nou avînt unor discipline clasice, cum ar fi de exemplu lingvistica. Chiar acest domeniu relativ foarte special cum este teoria informației, este astăzi chemat să-și dea cuvîntul în : neurofiziologie, psihologie, studiul sistemelor de transmisiuni, termodinamică, psihologie, mașini logice, lingvistică etc.

Credem util ca mai înainte de a trece la analiza detaliată a comunicărilor prezentate, să arătăm care au fost în linii mari preocupările simposionului, făcînd și unele aprecieri generale asupra desfășurării sale.

Simposionul a grupat o serie de figuri bine cunoscute de oameni de știință consacrați : Claude Shannon (Bell System), B. Mandelbrot (Universitatea din Geneva), V. H. Yngve (MIT) cît și numeroși reprezentanți ai altor institute și firme importante.

Pe specialități, temele erau grupate în următoarele diviziuni : codare, automate, surse de informație, utilizarea informației, optimalizări și aplicații.

In prima grupă de codaj s-au prezentat lucrările lui Shannon și Huffman. Lucrarea lui Shannon era intitulată „Capacitatea de eroare zero a unui canal cu zgomot". Capacitatea C_0 de eroare zero a unui canal cu zgomot este definită ca marginea superioră a ritmului în care este posibil să se transmită informație cu probabilitatea de eroare zero. Se studiază în comunicare diverse proprietăți ale lui C_0, evaluîndu-se și limitele sale superioare și inferioare. Se stabilesc de asemenea inegalități relative la „suma" și „produsul" a două canale. Se tratează și problema capacității de eroare zero a unui canal cu reacție. Cu această ocazie se arată că pentru canalele cu reacție, dar fără memorie, capacitatea de eroare zero

creşte prin introducerea reacţiei, deşi capacitatea în sensul clasic rămîne aceeaşi. Se dă o metodă de evaluare a capacităţii de eroare zero a canalului cu reacţie.

A doua lucrare, aceea a lui D.A. Huffman (MIT) se intitula : „Punctul de vedere al circuitelor liniare în codurile corectoare de eroare". Se consideră un filtru liniar binar care are la ieşire o secvenţă binară, fiecare digit fiind rezultatul unei alegeri. Proprietăţile terminale ale acestor filtre pot fi exprimate prin raportul a două polinoame în operatori întîrziaţi. Dacă două filtre binare au rapoartele de transfer astfel încît sînt legate reciproc, atunci filtrele sînt mutual inverse.

Codarea unei secvenţe finite de informaţii digitale se poate face cu un filtru binar de secvenţă, astfel încît transmiterea să se facă protejată de zgomot.

A treia comunicare se intitula „Teoria informaţiei în sistemele cu reacţie" şi se datora lui Sheldon Chang, dela Universitatea din New York. Se defineşte în general un sistem de informaţie cu reacţie, definiţia fiind suficient de generală spre a îmbrăţişa atît canalele codate cît şi necodate, cu reacţie de informaţie totală sau parţială. Se dau teoreme generale relative la schimbarea raportului de informaţie, privind atît semnalul direct cît şi cel de confirmare — negare. Se ajunge la rezultatul că dacă reacţia este fără eroare şi distinctă mesajul final poate fi corectat, devenind lipsit de erori.

Lucrarea „O codare liniară pentru transmiterea unui lanţ de semnale corelate" a fost prezentat de H.P. Kramer şi M. V. Mathews de la laboratoarele Bell. Se descrie o schemă de codare pentru transmiterea m pe canale a n semnale corelate, m fiind mai mic sau egal cu n. Pe fiecare canal se transmite o combinaţie liniară a celor n semnale iniţiale. Coeficienţii acestei matrici de transmisie, sînt constanţi. Pentru decodare, cele m semnale sînt din nou combinate spre a aproxima semnalele iniţiale. Se arată că matricea de decodare trebue să aibă anumiţi coeficienţi spre a se obţine un rezultat optim.

Ca exemplu se studiază vocoderul la care semnalele transmise sînt proporţionale cu energia audio din diverse benzi de frecvenţă. Aceste semnale fiind puternic corelate, prin codare se obţine o substanţială reducere a numărului de semnale necesare pentru transmiterea unei vorbiri bine articulate.

Ultima lucrare prezentată în grupul de codare se datora lui M.P. Schutzenberger (CNRS, Paris) şi era intitulată „Aplicarea metodelor semigrupurilor în unele probleme de codare". In prima parte a lucrării se expune ceea ce se numeşte „teoria comunicaţiei în formă extensivă". Această parte începe cu anumite structuri restrictive şi se opreşte la problema canonică a optimalizării. Problemele se studiază din punctul de vedere al codurilor de lungime finită. A doua parte a lucrării cuprinde o serie de teoreme relative la semigrupuri, echivalenţa sintactică etc. A doua parte a simposionului a tratat despre automate şi s-au prezentat două lucrări extrem de interesante.

In prima lucrare s-a expus principiile unei maşini logice, iar în a doua a unui model neurofiziologic. Maşina logică prezentată este destinată a demonstra teoreme de logică matematică (simbolică), de tip Whitehead şi Russell şi se datoreşte lui A. Newell şi H. Simon de la corporaţia Rand şi Institutul Tehnologic Carnegie (Pittsburgh).

In esenţă este vorba de un sistem complex de prelucrare a informaţiei, capabil de a descoperi demonstraţii pentru teoreme de logistică. Spre deosebire de maşinile curente care utilizează procedee algoritmice, maşina aceasta utilizează procedee heuristice, similare celor observate în anumite forme de activitate umană. Datele iniţiale se introduc sub forma unui cod binar. Lucrarea prezintă numai teoria maşinii, arătîndu-se că este o parte a unui program mai vast avînd drept scop înţelegerea sistemelor complexe de manipulare a informaţiei, în vederea realizării mai multor maşini de acest tip.

A doua lucrare prezentată în acest grup, se intitula „Verificări pe un mare calculator digital a teoriei ansamblelor de celule privind acţiunea creerului" autori fiind N. Rochester, J. H. Holland L.H. Haibt şi W.L. Duda de la laboratorul IBM (Poughkeepsie). In esenţă, lucrarea — care este experimentală — duce la verificarea pe un mare calculator, a teoriei lui Hebb privind formarea de celule în ţesuturile neuronice adică a unor grupuri de neuroni în interacţiune, în masele neuronice. In esenţă, se lucrează pe un model, adică se simulează proprietăţile neuronilor pe calculatorul digital. Impunînd ca aceşti neuroni să verifice ipotezele lui Hebb, se constată că în adevăr calculatorul se organizează singur, apărînd celulele de neuroni. Lucrarea prezintă un deosebit interes pentru înţelegerea dintr-un punct de vedere nou, a neurofiziologiei ansamblelor de neuroni.

Altă secţie a simposionului s-a ocupat de sursele de informaţie. Aici s-au expus trei lucrări, una privind semnalele de televiziune şi două probleme de lingvistică.

Lucrarea lui W.F. Schreiber (Corporaţia Tehnicolor Burbank) se intitula „Măsurarea distribuţiei probabilităţilor de ordinul trei în semnalele de televiziune". In ea se descrie un dispozitiv automat pentru măsurarea densităţilor de probabilitate de ordinul trei în semnale de televiziune. Se face analiza semnalelor pe 64 de nivele şi se face o triplă coincidenţă cu ieşirile celor trei analizori, numărul coincidenţelor înregistrîndu-se într-o memorie ce face parte dintr-un calculator electronic, ce calculează entropia condiţionată.

A doua lucrare „Analiza intervalelor şi sintaxa", se datoreşte lui V.H. Yngve de la departamentul de limbi moderne de la MIT. In esenţă se studiază o metodă statistică de investigare a structurii limbii cu ajutorul maşinilor speciale. Se măsoară intervalele dintre două cuvinte uzuale, din limba engleză tipărită, lucrîndu-se pe un text de revistă de mare circulaţie.

A treia lucrare „Trei modele pentru descrierea unei limbi", are ca autor pe Noam Chomski, colegul prof. Yngve. In ea se analizează mai multe concepţii privind structurile lingvistice spre a vedea în ce măsură ele dau gramatici simple şi „revelante" valabile pentru limba engleză. Se arată că nici un proces Markoff cu stări finite, care produce simboluri cu tranziţie de la o stare la alta, nu convine pentru descrierea limbii engleze.

Următoarea secţie a simposionului s-a ocupat de utilizarea informaţiei. S-au prezentat trei lucrări : „Unele studii relative la viteza percepţiei vizuale" de G.C. Sziklai (RCA), „Memoria umană şi păstrarea informaţiei" de G.A. Miller (Harvard University) şi „Utilizarea umană a informaţiei III". Luarea de decizii în detectarea semnalelor şi recunoaşterea situaţiilor ce prezintă mai multe alternative" de J.A. Swets şi T.G. Birdsall de la Universitatea din Michigan.

In prima din aceste lucrări se prezintă o serie de date statistice privind vizionarea semnalelor de televiziune. Se arată că nu se poate conta decît pe o medie de 30—50 biţi pe s şi că în mod normal în primul rînd se observă centrul imaginii.

A doua lucrare arată că cantitatea de informaţie selectivă dintr-un mesaj se poate mări fie mărind varietatea de simboluri sau mărind lungimea mesajului. Memoria este condiţionată în primul rînd de lungimea mesajului.

Ultima lucrare arată că fiinţa umană are o comportare explicabilă printr-o teorie foarte simplificată a deciziei dar arată şi marea măsură în care rezultatele pot fi influenţate de inteligenţă.

Penultima secţie s-a ocupat de problema optimalizării prin metoda celor mai mici pătrate. Aici s-au prezentat trei lucrări A.V. Balakrishnan şi R.F. Drenick (RCA) au studiat problema „Extragerea optimă neliniară şi filtrele de codare" arătînd că problema filtrelor neliniare optime este soluţionabilă pentru o clasă de serii de timp staţionare. Teoria este apoi utilizată ca bază spre a dezvolta o schemă de reducere a benzii utilizînd filtre neliniare de codare şi decodare.

A doua lucrare se intitula „Sisteme cu valori finale cu intrări gaussiene" are ca autor pe R.C. Booton Jr. Un sistem cu valori finale controlează variabila răspuns $r(t)$ pe intervalul (O, T) în scopul minimizării diferenţei dintre valoarea dorită ρ şi răspunsul final $r(T)$. Se studiază limitările fizice ale acestor sisteme.

A treia lucrare „O extindere a teoriei prezicerii prin cele mai mici pătrate, pentru probe de semnale de intrare" se datoreşte lui Marvin Blum de la Convair. In ea se desvoltă o metodă teoretică de optimalizare a anumitor filtre.

Ultima secţie, privind aplicaţiile teoriei informaţiei, a cuprins trei lucrări dintre care unele foarte importante.

Prima lucrare, a lui J.L. Kelly (Bell) se intitula „O nouă interpretare a cantităţii de informaţie", arată că în anumite situaţii informaţia poate fi utilizată pentru pariuri, ducînd la o creştere exponenţială a capitalului.

A doua lucrare „Schiță pentru o teorie pur fenomenologică a termodinamicii statistice" se datorește lui Mandelbrot. Problema care se pune este următoarea : deoarece fundarea cinetică a termodinamicii nu este suficientă în absența unor ipoteze statistice de distribuție, mai sînt ele necesare în prezența unor astfel de ipoteze ? Scopul lucrării este de a arăta (în parte după Szilard) că o mare parte din rezultatele termodinamicii statistice pot fi obținute postulînd pentru proprietățile sistemului o serie de distribuții statistice și raționînd asupra lor într-un mod strict logic fără a mai recurge la considerații cinetice.

Ultima lucrare „O filosofie a detecției în radar" de W. McC. Siebert (MIT) prezintă o succintă discuție asupra detecției în radar, a parametrilor de estimație și a problemelor de rezoluție în prezența semnalelor multiple. Problemele sînt prezentate mai mult filozofic decît matematic, în sensul că nu se efectuează calculele, deși se dau suficiente formule și raționamente matematice.

Acest simposion arată odată în plus că astăzi prin radiocomunicații și electronică se înțelege cu totul altceva decît acum 10 ani. Electronica și radiocomunicațiile au schimbat nu numai tehnica dar întreaga civilizație și din temele enumerate rezultă o puternică influențare a electronicii asupra științelor clasice : fiziologie, lingvistică, termodinamică, psihologie. În această muncă sînt angrenate personalități marcante ale vieții științifice, mari instituții de învățămînt, mari laboratoare și corporații. Cu drept cuvînt se poate afirma încă odată, că alături de cucerirea energiei nucleare, electronica în sens larg reprezintă caracteristica timpurilor noastre.

E.N.

Dela Comitetul național romîn pentru C. I. G. R. E.

Comitetul Național Romîn pentru CIGRE anunță pe această cale că viitoarea sesiune a conferinței va avea loc în 1958, probabil în luna iunie.

Vor fi discutate probleme în legătură cu următoarele subiecte

- alternatoare ;
- transformatoare ;
- întreruptoare ;
- cable ;
- stabilitatea rețelelor :
- transmisiunea de energie la tensiuni superioare de 220 kV
- uleiuri ;
- posturi și substații (de transformatoare) ;
- teletransmisiuni ;
- perturbații telefonice și radiofonice ;
- coordonarea izolației.

Specialiștii în problemele de mai sus se pot înscrie cu rapoarte pentru sesiunea amintită.

Se atrage atenția că rapoartele trebuie să aibă o valoare deosebită din punct de vedere tehnic, să prezinte probleme originale sau cu caracter de noutate. Rapoartele trebuie să se mențină pe un domeniu strict tehnic, problemele tratate să fie verificate și practic, iar dezvoltările matematice să fie limitate arătîndu-se numai rezultatele.

În scopul de mai sus Comitetul primește din partea celor ce doresc a fi înscriși, un rezumat — prezentare al raportului, pe una sau cel mult două pagini dactilografiate ; aceste rezumate trebuie să parvină Comitetului cel mai tîrziu pe data de 1 februarie 1957.

Rapoartele principial acceptate, trebuie să fie elaborate de autori și primite de Comitet pînă cel mai tîrziu la 15 septembrie 1957.

Se atrage atenția că toate rapoartele elaborate vor fi discutate de către Comitet, împreună cu cei mai buni specialiști în domeniul respectiv din țară și se va accepta trimiterea la CIGRE a unui număr redus de rapoarte (2-3) și anume a acelora care au un caracter cu totul deosebit. Rapoartele trebuie prezentate în 5 exemplare identice, elaborate în limbile franceză sau engleză cu toate corecturile, astfel ca să poată fi date direct la tipar ; se va face o introducere de cel mult 200 cuvinte pentru prezentare.

Rapoartele trebuie să fie cît mai scurte și concentrate lungimea medie trebuie să fie de 16 pagini a 450 cuvinte fiecare.

Pentru orice lămuriri suplimentare, doritorii se vor adresa la sediul Comitetului Romîn pentru CIGRE, Calea Victoriei 118 etaj I (sediul ASIT la tov. Pavelescu M) unde poate fi consultat materialul privind alcătuirea rapoartelor pentru sesiunea 1956 și care probabil, va fi același și pentru sesiunea 1958.

La aceiași adresă se vor depune referatele de prezentare și rapoartele.

Comitetul Național Romîn pentru CIGRE
Președinte,
Acad. Prof. Ing. *C. Budeanu*

I N Ș T I I N Ț A R E

În curînd va apare revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. și al Ministerului Poștelor și Telecomunicațiilor.

Abonamentele se pot face la toate filialele și cercurile A.S.I.T. din întreaga țară sau la sediul Consiliului Central A.S.I.T., București, Calea Victoriei 118, et. I.

BIBLIOGRAFIE

NOVACU V.: Introducere în Electrodinamică, vol I şi II, Edit. Acad R.P.R., Buc. 1955.

In două volume totalizînd 875 pagini, prof. V. Novacu, membru corespondent al Academiei R. P. R., pune la dispoziţia cititorilor un tratat de electromagnetism de o înaltă ţinută ştiinţifică şi cuprinzînd un material extrem de variat. Pentru prima dată la noi în ţară cititorul are la îndemînă un tratat în care poate găsi expusă atît teoria macroscopică, cît şi dezvoltările foarte recente de electrodinamică neliniară. Este cazul de a preciza că de altminteri în întreaga literatură mondială nu sînt numeroase lucrări care să trateze laolaltă domenii atît de variate. Autorul acestei recenzii nu cunoaşte nici unul. Evident, pentru diversele părţi ale lucrării de faţă: teoria lui Maxwell, teoria electronilor, teoria cîmpului, există tratate speciale. Dar specific lucrării de faţă este tocmai faptul că un singur autor, cu o tratare personală, prezintă într-o singură lucrare toate aceste domenii.

Dar să expunem mai întîi conţinutul cărţii.

Lucrarea se prezintă în două volume, care corespund unor teorii distincte. Astfel, teoria macroscopică formează obiectul vol. I (care are 598 pag.) şi teoriile microscopică şi relativistă — formează obiectul vol. II (care are 277 pag.). Fiecare din aceste volume cuprinde mai multe părţi. Astfel în primul volum se deosebeşte o parte intitulată „Noţiunile fundamentale ale teoriei electromagnetice a lui Maxwell" şi o a doua parte „Teoria electromagnetică a lui Maxwell". Volumul II cuprinde „Teoria atomistă (microscopică) a electricităţii, şi „Electrodinamica relativistă".

Fiecare parte cuprinde diverse subpărţi, capitole şi paragrafe. Inainte de a trece la o analiză mai amănunţită a tablei de materii este necesar a expune punctul de vedere al autorului asupra alcătuirii cărţii. Acest punct de vedere se poate afla din introducerea pe care autorul o pune înaintea lucrării propriu-zise.

Autorul a dorit anume să urmărească calea istorică a dezvoltării electrodinamicii — bineînţeles nu în sensul expunerii tuturor concepţiilor începînd cu antichitatea greacă, ci mai degrabă cu teoria lui Maxwell. Astfel, nici chiar teoriile acţiunii la distanţă de acum două secole nu sînt prezentate — şi bine se face. In esenţă în prima parte se pregăteşte teoria lui Maxwell, care este apoi dezvoltată în partea a doua. Se trece apoi la teoria electronilor (partea a treia), ultima parte prezentînd teoria relativităţii, cu aplicaţiile ei în electricitate şi, de asemenea, electrodinamica neliniară.

Acest mod de a proceda face ca unele probleme să se repete. Astfel electrostatica este tratată atît în partea I-a în subpartea „Electromagnetica fenomenelor staţionare" cît şi în partea II-a. Acest lucru nu este însă supărător. Legat însă oarecum de acest mod de a proceda, este faptul că mărimile fundamentale nu apar totdeauna introduse într-un mod impecabil. Vrem să spunem prin aceasta că în lucrare nu apare evident un efort al autorului de a face pe cititor să prindă clar modul de definire al mărimilor fundamentale care intervin în cîmp. Aceasta ar trebui făcut plecînd de la anumite experienţe fundamentale care să permită punerea în evidenţă şi măsurarea mărimilor respective.

Această deficienţă apare în prima parte. Se spune: „Înţelegem prin sarcină electrică mărimea scalară care măsoară cantitativ acţiunea cîmpului electric" (vol. I pag. 10), dar nu se indică efectiv nici chiar despre ce acţiune este vorba. La fel cîmpul electric **E** se defineşte prin raportul f/q, unde însă nu se ştie cum se defineşte şi măsoară mărimea q. La fel, la pag. 13 se introduce permitivitatea ε, în legătură cu forţa care se exercită între două corpuri încărcate şi situate într-un dielectric. Dar experienţa este fizic greu de imaginat, dacă dielectricul este solid. Explicaţiile suplimentare date la pag. 64 nu sînt suficiente nici prea elocvente.

La fel, pentru cîmpul magnetic staţionar se introduce permeabilitatea într-un mod nesatisfăcător, pur enunciativ, fără a se explica ce este în fond μ, nici cum se defineşte sau se măsoară.

Exceptînd această scăpare, nu găsesc altă imputare în restul expunerii.

Să urmărim ordinea expunerii din prima subparte intitulată „Introducere în electrostatică": curentul electric staţionar; cîmpul magnetic al curenţilor staţionari; proprietăţi magnetice ale substanţelor. Cu aceasta se trece la a doua subparte, relativă la fenomenele nestaţionare: inducţia electromagnetică; curenţi cuasi-staţionari; ecuaţiile lui Maxwell.

Partea a doua cuprinde dezvoltarea teoriei lui Maxwell: cîmpul electrostatic, cîmpul magnetic static şi staţionar: cîmpuri variabile, unde electromagnetice, radiaţia electromagnetică propagarea undelor electromagnetice în medii omogene izotrope şi limitate.

Cu aceasta se termină teoria macroscopică şi se trece la cea microscopică. Partea a treia are următoarele capitole: Bazele teoriei clasice a electronilor: teoria atomistă a fenomenelor electrice şi magnetice; teoria dispersiei, optică moleculară.

Ultima parte a lucrării cuprinde, în special, teoria relativităţii. Capitolele sînt: fenomene electromagnetice în corpuri în mişcare; electrodinamica relativistă; teoria relativistă a electronilor; electrodinamica fenomenologică relativistă, electrodinamica neliniară.

Această înşiruire a titlurilor capitolelor dă o însă imagine incompletă asupra bogăţiei de material pe care o cuprinde cartea. Numai răsfoind pagină cu pagină cartea, se poate constata diversitatea materialului cuprins şi tratat, şi cu această ocazie trebuie remarcat faptul că lucrarea interesează atît pe inginerul de radiocomunicaţii cît şi pe fizician. Primul găseşte expus o introducere în teoria antenelor subţiri, calculul reflexiei şi refracţiei undelor pe un plan infinit, efectul pelicular, ghiduri de undă. Al doilea este interesat de întreaga lucrare.

In ceea ce priveşte studiul difracţiei, cred că era interesant de a se arăta că formula lui Kirchhoff nu este aplicabilă totdeauna cîmpurilor electromagnetice, fiind necesar a se ţine seama de rezultatele lui Kottler. In această ordine de idei, bibliografia putea fi completată cu mai multe lucrări importante.

In privinţa bibliografiei trebuie arătat că autorul face foarte numeroase trimiteri la memorii originale de importanţă. Şi din acest punct de vedere este necesar a arăta că se face istoricul fiecărei descoperiri.

Dar am regretat faptul că spre deosebire de modelul tratatelor sovietice, care în introducere subliniază contribuţia oamenilor de ştiinţă ruşi şi sovietici la disciplina respectivă, lucrarea de faţă este foarte săracă în această privinţă. Nu numai că în introducere nu se face un istoric al contribuţiei oamenilor de ştiinţă romîni în diversele domenii ale electricităţii, dar chiar în interiorul lucrării numele romîneşti lipsesc chiar de acolo unde în orice caz ar trebui să fie. Mai mult chiar, dacă se citează unele nume (foarte rar) nu se dau indicaţiile bibliografice respective. In schimb, se citează nume străine uneori de importanţă cu totul minoră.

In altă ordine de idei trebuie arătat că autorul face o interpretare filosofică a diverselor teorii, combătînd tendinţele idealiste.

In ceea ce priveşte eterul, autorul îl consideră inutil. Menţionăm că unele teorii foarte recente (Bohm, Vigier) reintroduc eterul, dotat cu o structură foarte complexă.

Trecînd la forma lucrării, autorul trebuie felicitat pentru faptul că procedează radical, scriind întreaga lucrare într-un singur sistem de unităţi, anume sistemul Giorgi raţionalizat. De asemenea, scrierea este vectorială, utilizînd caractere aldine şi nu cursive barate. De asemenea este foarte bine că se utilizează în mod sistematic operatorul lui Hamilton.

Editura Academiei trebuie felicitată pentru atenţia dată condiţiilor grafice, cu excepţia faptului că utilizează hîrtie de diverse culori şi calităţi la un acelaşi exemplar.

Fără îndoială însă că meritul principal revine autorului care a dat o lucrare foarte importantă, de valoare internaţională.

Prof. ing. Edm. Nicolau

Tabla de materii pe anul 1956

A

Adămuț P. : Automatizarea unei instalații de sudură cu hidrogen atomic, nr. 7, pag. 325.
Andronescu Pl. : Erorile de conectare la măsurarea energiei reactive pentru circuite trifazate simetrice în regim sinusoidal, nr. 5, pag. 199.
Avramescu A. : Calculului circuitelor cu electromagneți și lămpi subtensionate, nr. 1, pag. 7.
Avramescu A. și *Cedighian S.* : Probleme actuale privind magneții permanenți nr. 9, pag. 389.

B

Bălă C. : Determinarea experimentală a reactanței homopolare a mașinii sincrone trifazate, nr. 1, pag. 15.
Berman A. și *Roth A.* : Fizica și tehnica uscării cu radiații infraroșii a suprafețelor lăcuite, nr. 6, pag. 263.
Birnbaum M. : Asupra proiectării surselor de tensiune înaltă redresată din înaltă frecvență, nr. 7, pag. 306.
Birnbaum M. ș. a. : Osciloscop catodic pentru studiul impulsurilor, nr. 11 pag. 502.
Bîrzescu Al. : Aparate indicatoare de presiune și temperatură de tip cu impuls. Termometrul de tip cu impulsuri, nr. 1, pag. 29.
Bunea V. : Considerații asupra unor mașini electrice dimensionate la limita lor de încălzire, nr. 2, pag. 61.

C

Cedighian S. : Din teoria magneților permanenți, nr. 9, pag. 394.
Cedighian S. și *Avramescu A.* : Probleme actuale privind magneții permanenți, nr. 9, pag. 389.
Cîrstea D. : Funcționarea motorului asincron trifazat cu inele în regim de alimentare asimetric, nr. 4, pag. 149.
Costake N. N. : Unele considerații în legătură cu proiectarea servomecanismelor liniare de curent continuu, nr. 2, pag. 78.
Colnăreanu I. : Utilizarea bateriilor de acumulatori în regim de șoc, nr. 6, pag. 247,
Crăciunoiu V. și *Enăchescu P.* : Scheme de comandă pentru presinguri, nr. 2, pag. 86.
Crișan I. : Sarcini ale industriei electrotehnice în al doilea cincinal, nr. 1, pag. 4.

D

Damsker D. : Grupul generator motor ca element de execuție în acționările automatizate, nr. 4, pag. 157.

E

Enăchescu P. și *Crăciunoiu V.* : Scheme de comandă pentru presinguri, nr. 2, pag. 86.

F

Filman L. : Unele aspecte ale conductibilității electrice ale dielectricilor lichizi, nr. 11, pag. 489.
Fränkel D. : Scheme de conexiuni ale wattmetrelor obișnuite pentru măsurarea puterii active respectiv reactive în sisteme trifazate cu conductor neutru, nr. 2, pag. 56.

G

Goilav E. : Contribuții la tratarea algebrică a schemelor electrice cu relee și contacte multipoziționale, nr. 3, pag. 130.
Grosu St. : Transformatori pentru electrificarea rurală, nr.8, pag. 356.

H

Herșcovici H. : Unele probleme cu privire la utilizarea tubului electronic în măsurători electrometrice industriale nr. 2, pag. 69.
Herșcovici H. : Probleme de stabilitate ale electrometrilor electronici, nr. 4, pag. 180.
Herșcovici H. : Aparat electronic pentru măsurători industriale de *p*H, nr. 6, pag. 277.
Herșcovici H. : Cu privire la funcționarea oscilatorului RC cu defazare la frecvențe înalte, nr 11, pag. 513.
Hoppe E. : Microstabilizatori de tensiune cu elemente de seleniu, nr. 6, pag. 251.
Hoppe E. : Eroarea introdusă de rezistența de reglaj la alimentarea punților Wheatstone neechilibrate de la surse cu tensiune variabilă, nr. 11 pag. 485
Hortopan Gh. : Elemente de calcul pentru redresorii de putere. Reglajul tensiunii și curentului, nr. 3, pag. 107.
Hortopan V. : Stabilirea caracteristicilor magneților permanenți, nr. 4, pag. 163.
Hortopan V. : Metode de măsurare pentru mărimile *B*, *J*, *H* la magneții permanenți, nr. 9, pag. 400.

I

Ianculescu Gh. și *Vazaca Chr.* : Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor (II), nr. 7, pag. 315.
Ionescu G. : Unele particularități ale propagării în unde metrice, nr. 8, pag. 371.
Ionescu G. : Studiul comparativ al metodelor de calcul ale cîmpului electromagnetic cu aplicație la 100 MHz, nr. 12, pag. 551.
Ivașcu V. și *Tanach V.* : Magneți permanenți pe bază de ferite de bariu, nr. 10, pag. 447.

L

Leibovici I. ș.a. : Osciloscop catodic pentru studiul impulsurilor nr. 11, pag. 502.

M

Mihăileanu C. : Lucrările celei de a 16-a sesiuni a Conferinței Internaționale a Marilor Rețele Electrice, nr. 12, pag. 533.
Millea A. și *Vulpescu N.* : Stabilitatea frecvenței oscilatorilor cu cuarț, nr. 5, pag. 217.
Moisil G. : Protecția catodică a rețelelor subterane, nr. 8, pag. 349.

N

Nanu A. : Considerații critice asupra izolației statorului la primii turbogeneratori fabricați în țară, nr. 3, pag. 116.
Nicolaide A. C. : Mașini asincrone cu circuitul secundar nesimetric, nr. 12, pag. 544.
Nicolau Edm. : Asupra măsurării feritelor pentru miezuri de înaltă frecvență, nr. 6, pag. 272.
Nicolau Edm. : Introducere elementară în cibernetică, nr. 8, pag. 361.
Nicolau Edm. : Utilizarea calculatorilor electronici în automatică, nr. 10, pag. 456.
Nitu V. I. : Aspecte ale problemelor întreruptorilor tensiunilor înalte și a construcției liniilor electrice, nr. 12, pag. 540.
Novac I. : Nomogramă pentru determinarea intensității de cîmp *H* în dinții mașinilor electrice, nr. 1, pag. 19.
Novac I. : Contribuții la calculul caracteristicii de mers în gol a turbogeneratorilor, nr. 7, pag. 300.

P

Papadache I. : Problemele dezvoltării serviciului telefonic automat, nr. 10, pag. 462.
Paucker V. : Calculul unui amplificator de impulsuri cu reacţie negativă, nr. 3, pag. 125.
Pesici M. : Aplicarea sistemului DAG în sincronizarea motorului asincron, nr. 7, pag. 293.
Piringer R. : O metodă pentru ridicarea caracteristicilor statice ale tuburilor electronice de putere, nr. 4, pag. 172.
Popa N. şi *Sălăgean T.* : Cîteva probleme asupra calculului şi încercării transformatorului cu şunt magnetic utilizat la sudarea cu arcul electric, nr. 3, pag. 101.
Popescu C. : Măsurători de magneţi permanenţi în laboratorul I. C. P. E. T., nr. 9, pag. 410.

R

Roth A. şi *Berman A.* : Fizica şi tehnica uscării prin radiaţii infraroşii a suprafeţelor lăcuite, nr. 6, pag. 263.
Roth A. : Izvoare noi de lumină : lămpile fluorescente format balon, nr. 8, pag. 378.

S, Ş

Sălăgean T. şi *Popa N.* : Cîteva probleme asupra calculului şi încercării transformatorilor cu şunt magnetic utilizat la sudarea cu arcul electric, nr. 3, pag. 101.
Sălăgean T. : Consideraţii asupra transformatorilor cu bobină de reactanţă folosiţi la sudarea cu arcul electric, nr. 5, pag. 205.
Semlyen A. : Cîteva probleme în legătură cu calculul releelor directe de curent maxim, nr. 5, pag. 210.
Solcan V. : Unele aspecte privind combaterea paraziţilor radioelectrici de natură industrială, nr. 5, pag. 224.
Şora C. : Contribuţie la calculul oscilatorilor electronici autoblocaţi periodic, nr. 1, pag. 40.
Spătaru Al. : Introducere elementară în teoria comunicaţiilor, nr. 1, pag. 37.
Stănciulescu Fl. : Calculul rezistenţelor neliniare la unde de impuls, nr. 1, pag. 22.
Stere R. ş.a. : Osciloscop catodic pentru studiul impulsurilor (Sincroscop), nr. 11, pag. 502

T

Tanach V. şi *Ivaşcu V.* : Magneţi permanenţi pe bază de ferite de bariu, nr. 11 pag. 447
Tănăsescu T. : Controlul şi automatizarea reactorilor nucleari, nr. 8, pag. 342.
Turbuţiu Gh. : Unele probleme legate de introducerea tehnicii noi în tracţiunea electrică din Capitală, nr. 2, pag. 65.

U

Untu R. şi *Vasiliu M.* : Studiul caracteristicelor fizice şi mecanice ale unor conductori electrici nr. 11, pag. 496.

V, W

Vasiliu M. şi *Untu R.* : Studiul caracteristicelor fizice şi mecanice al unor conductori electrici nr. 11, pag. 496.
Vazaca Chr. şi *Ianculescu Gh.* : Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor (II), nr. 7, pag. 315.
Vazaca Chr. : Permeametru cu cîmp magnetizant de mare intensitate, nr. 9, pag. 417.
Vîlcov N. : Calculul limitatorului cu cuplaj catodic, nr. 4, pag. 177
Vîlcov N. : Calculul etajelor audio de putere cu triode lucrînd în clasa A, nr. 7, pag. 312.
Vîlcov N. : Distorsiunile neliniare datorită regimului tranzitoriu în amplificatori clasă B, nr. 11, pag. 508.
Vulpescu N. şi *Millea A.* : Stabilitatea frecvenţei oscilatorilor cu cuarţ, nr. 5, pag. 217.
Weissmann J. : Dezvoltarea fabricaţiei în ţară a aparatajului de înaltă tensiune, nr. 10, pag. 441.
Ocazionale ; Din lucrările celui de-al II-lea Congres al P. M. R., nr. 1 pag. 1
Hotărîrea Consiliului Central A. S. I. T. din 5 februarie 1956, nr. 2, pag. 53.
Conferinţa electricienilor din R. P. R., nr. 2, pag. 55.
1 Mai, ziua solidarităţii internaţionale a celor ce muncesc, nr. 5, pag. 197.
Comunicat, nr. 6, pag. 245.
Declaraţia Consiliului executiv al Federaţiei mondiale a oamenilor de ştiinţă, cu privire la producţia şi experienţele cu armele nucleare, nr. 6, pag. 246.
12 ani de la eliberarea patriei noastre, nr. 8 pag. 341.
Contribuţia cadrelor tehnico-inginereşti electrotehnice, mobilizate de A. S. I. T., în introducerea progresului tehnic, nr. 10, pag 437.
Discuţii : nr. 1, pag. 90.
Note : nr. 1, pag. 45 ; nr. 2, pag. 94 ; nr 4, pag. 188 ; nr. 5, pag. 234 ; nr. 7, pag. 327.
Documentare : nr. 1, pag. 48 ; nr. 2, pag. 96 ; nr. 3, pag. 139 ; nr. 4, pag. 190 ; nr. 5, pag. 237 ; nr. 6, pag. 281 ; nr. 7, pag. 332 ; nr. 8, pag. 382 ; nr. 9, pag. 425 ; nr. 10, pag. 468 ; nr. 11, pag. 522 ; nr. 12, pag. 564.
Cronica : nr. 3, pag. 144 ; nr. 4, pag. 194 ; nr. 5, pag. 235 ; nr. 6, pag. 287 ; nr. 7, pag. 340 ; nr. 8, pag. 384 ; nr. 9 pag. 434 ; nr. 10, pag. 480 ; nr. 11, pag. 531 ; nr. 12, pag. 572
Bibliografie : nr. 2, pag. 99 ; nr. 4, pag. 196 ; nr. 5, pag. 244 ; nr. 6, pag. 290 ; nr. 8, pag. 388 ; nr. 9, pag. 435 ; nr. 10, pag. 481 ; nr. 12, pag. 578.

„REVISTA ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice şi al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. • Redacţia : Bucureşti str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon : 3.57.28 şi 3.07.30. Administraţia şi Casieria Calea Victoriei nr. 118. Raion I. V. Stalin. • Revista este editată de „ASIT" • Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale, de la oraşe şi sate prin factorii poştali, la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *sediul redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3.*
Tarif pentru întreprinderi lei 96 anual ; • Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri lei 30 anual ; • Preţul unui exemplar 5 lei.

COMITET DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. **T. Tănăseseu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., (redactor responsabil), prof. dr. ing. **Pl. Andronescu,** prof. dr. ing. **I. S. Antoniu,** prof. dr. ing. **A. Avramescu,** membru corespondent al Academiei R.P.R., ing. **V. Bunea,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **D. Damsker,** laureat al Premiului de Stat, conf. ing. **St. Grosu,** conf. ing. **Gh. Hortopan,** laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Edm. Nicolau,** prof. dr. ing. **R. Rădulet,** membru corespondent al Academiei R.P.R., laureat al Premiului de Stat, prof. ing. **Al. Spătaru.**